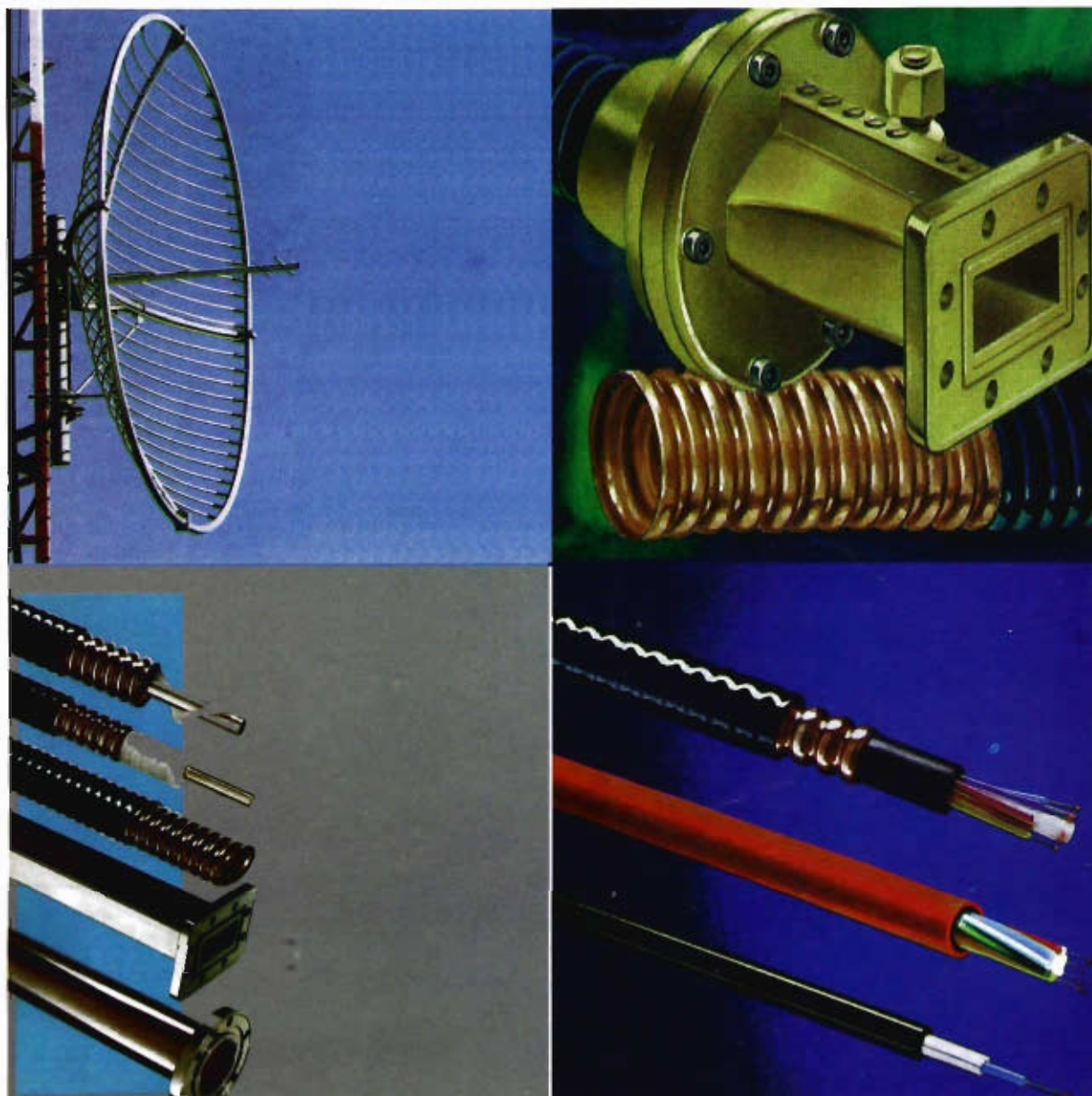


Introducción a los medios de transmisión

Federico Pérez Martínez





FEDERICO PÉREZ MARTÍNEZ es egresado del Instituto Politécnico Nacional, donde realizó estudios de ingeniería en comunicaciones eléctricas y electrónica en la ESIME, y de médico cirujano y partero en la Escuela Superior de Medicina.

Profesionalmente se ha dedicado al campo de la radiodifusión, especialmente en sistemas de televisión y de radiocomunicación.

Actualmente es profesor titular del Área de Comunicaciones del Departamento de Electrónica de la UAM-Azcapotzalco, actividad que ejerce desde 1980.

INTRODUCCIÓN A LOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN

COLECCIÓN

Libros de Texto y Manuales de Práctica

SERIE

Material de apoyo a la docencia

(Teoría y prácticas de laboratorio, problemarios)

Introducción a los medios de transmisión



AZCAPOTZALCO
COSEI BIBLIOTECA

Federico Pérez Martínez

2893484

232592

UNIVERSIDAD
AUTÓNOMA
METROPOLITANA

Casa abierta al tiempo



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

Rector General

José Luis Gázquez Mateos

Secretario General

Edmundo Jacobo Molina

UNIDAD AZCAPOTZALCO

Rectora

Mtra. Mónica de la Garza Malo

Secretario

Lic. Guillermo Ejea Mendoza

Coordinador de Extensión Universitaria

Lic. Enrique López Aguilar

Jefe de la Sección Editorial

Lic. Silvia Aboytes Perete

UAM
TK5101
P4.754

Portada

Virgina Flores/Sans Serif Editores

Composición tipográfica, diseño, producción y cuidado editorial
Sans Serif Editores, telfax 674 60 91

Primera edición 1998

ISBN: 970-654-241-8

© Universidad Autónoma Metropolitana
Unidad Azcapotzalco
Av. San Pablo núm. 180
México, 02200, D.F.

Impreso en México
Printed in Mexico

*Para María Antonieta, Federico,
Marco Antonio y Blanca Catalina,
por el enorme estímulo y apoyo
que siempre me han brindado*

SIMBOLOGÍA Y ABREVIATURAS

A	Amplitud de una señal senoidal en guía de onda
A	Área del reflector parabólico
A	Constante
A/D	Relación Adelante/Detrás en antenas
AM	Amplitud modulada
A.N.	Apertura numérica
A.N. _{FO}	Apertura numérica de la fibra óptica
A.N. _{FUENTE}	Apertura numérica de la fuente luminosa
a	Ancho de la guía de onda rectangular
a	Longitud en una línea de transmisión
a	Radio del conductor interno de una línea coaxial
a	Radio del elemento radiador en una antena
a	Radio de la guía de onda cilíndrica
B	Amplitud de la señal cosenoidal en guía de onda
b	Altura de la guía de onda rectangular
b	Distancia entre centros de los conductores de una línea bifilar
b	Radio del conductor externo de una línea coaxial
C	Acoplamiento en un acoplador direccional
C	Capacitancia paralelo por unidad de longitud
C	Velocidad de la luz en el vacío
CΔx	Capacitancia por sección de línea de transmisión
C ₁	Amplitud de la onda incidente en guía de onda
C ₂	Amplitud de la onda reflejada en guía de onda
C _m	Velocidad de la luz en medio diferente del aire
cm	Centímetro
ctg	Cotangente
D	Diámetro de apertura del reflector parabólico
D	Diámetro de una guía de onda cilíndrica
D	Directividad de antena
D	Directividad de un acoplador direccional

Simbología y abreviaturas

D	Distancia entre elementos del doblete en antenas
D	Distancia de enlace con fibra óptica
D	Elemento radiador Director
D_1	Longitud del elemento radiador Director 1
D_2	Longitud del elemento radiador Director 2
$D_{D_1 D_2}$	Distancia entre elementos radiadores Directores 1 y 2
D_{ED_1}	Distancia entre elementos radiadores Excitado y Director 1
D_{RE}	Distancia entre elementos radiadores Reflector y Excitado
D_{FO}	Diámetro de la fibra óptica
D_{REC}	Diámetro del fotodetector receptor
DEL	Diodo emisor de luz
d	Diámetro del reflector parabólico
d	Diferencial
d	Distancia entre puntas de alimentación de una antena
d	Distancia entre transmisor y receptor
d	Largo de una cavidad resonante
dB	Decibeles
dB _{AN}	Decibeles por apertura numérica
dB _{DIAM}	Decibeles por diámetro de fibra óptica
dB _{SIST}	Decibeles del sistema de enlace
dBK	Decibeles respecto a 1 kilowatt
dB μ	Decibeles respecto a 1 microvolt
E	Intensidad de campo eléctrico
E	Longitud del elemento radiador Excitado
E_2	Intensidad de campo eléctrico de un elemento radiador
E_m	Amplitud máxima del campo eléctrico
E_r	Componente radial del campo eléctrico
E_{tx}	Componente tangencial en x del campo eléctrico
E_{ty}	Componente tangencial en y del campo eléctrico
E_x	Componente sobre el eje x del campo eléctrico
E_y	Componente sobre el eje y del campo eléctrico
E_{ym}	Componente máxima sobre el eje y del campo eléctrico
E_z	Componente sobre el eje z del campo eléctrico
E_ϕ	Componente angular del campo eléctrico
e	Exponencial
F	Punto focal del reflector parabólico
F_1	Primera zona de Fresnel
F.O.	Fibra óptica
f	Frecuencia en hertz
f_c	Frecuencia de corte en guía de onda

Simbología y abreviaturas

f_o	Frecuencia fundamental
f_r	Frecuencia de resonancia
G	Conductancia paralelo por unidad de longitud
G_a	Ganancia de antena
GHz	Gigahertz
$G\Delta x$	Conductancia por sección de línea de transmisión
H	Henry
H	Intensidad de campo magnético
H	Polarización horizontal de una antena
H_m	Amplitud máxima del campo magnético
H_r	Componente radial del campo magnético
H_x	Componente sobre el eje x del campo magnético
H_{xm}	Componente máxima sobre el eje x del campo magnético
H_y	Componente sobre el eje y del campo magnético
H_z	Componente sobre el eje z del campo magnético
H_ϕ	Componente angular del campo magnético
I	Corriente
$I(a)$	Corriente en la distancia a de una línea de transmisión
$I(c)$	Corriente en la carga de una línea de transmisión
$I(s)$	Corriente en la distancia s de una línea de transmisión
$I(x)$	Corriente a la entrada de una sección de línea de transmisión
$I(x + \Delta x)$	Corriente a la salida de una sección de línea de transmisión
I_L	Corriente en la distancia L .
IR	Infrarrojo
$J_n(K_{Cr})$	Función de Bessel de orden n
$J'_n(K_{Cr})$	Primer derivada de la función de Bessel de orden n
j	Unidad imaginaria $\sqrt{-1}$
K	Constante de 0.82 en cavidades resonantes
K	Factor numérico de medias longitudes de onda en líneas de transmisión
K_C	Constante de corte en guía de onda rectangular
K_x	Medias ondas en x en guía de onda rectangular
K_y	Medias ondas en y en guía de onda rectangular
kHz	Kilohertz
km	Kilómetro
kW	Kilowatt
L	Inductancia
L	Inductancia serie por unidad de longitud
L	Longitud de la línea de transmisión
L	Longitud del larguero de una antena
$L\Delta x$	Inductancia por sección de línea de transmisión

Simbología y abreviaturas

LÁSER	Amplificación de Luz por Radiación producida por Emisión Estimulada (láser por sus siglas en inglés)
\log_{10}	Logaritmo de base 10
l_n	Longitud del elemento radiador n
M	Ángulo del máximo voltaje de onda estacionaria
MHz	Megahertz
MO	Microonda
Mbps	Megabits por segundo
m	Ángulo del mínimo voltaje de onda estacionaria
m	Número de medias ondas a lo largo de a
m	Metro
$m(t)$	Señal moduladora
mm	Milímetro
N	Plano normal a la interfase en un esquema de reflexión de luz
n	Índice de refracción en fibra óptica
n	Número de elementos de una antena Yagi-Uda
n	Número de medias ondas a lo largo de b en guía de onda
nm	Nanómetro
OC	Onda corta
P	Potencia máxima de una cavidad resonante
P	Punto de reflexión entre el núcleo y el revestido de una fibra óptica
P_A	Potencia de entrada al puerto A en un acoplador direccional
P_B	Potencia de salida en el puerto B de un acoplador direccional
P_C	Potencia de salida en el puerto C de un acoplador direccional
P_D	Potencia de salida en el puerto D de un acoplador direccional
P_{EN}	Potencia de entrada a la antena
P_I	Potencia incidente en un acoplador direccional
P_M	Potencia media radiada por unidad de ángulo sólido
P_R	Potencia radiada
P_T	Potencia total
P_e	Potencia de entrada al receptor
P_{in}	Potencia incidente
P_o	Potencia radiada por unidad de ángulo sólido
P_r	Potencia reflejada
P_s	Potencia de salida del transmisor
PER	Potencia Efectiva Radiada
p	Número de medias ondas a lo largo de la cavidad resonante
pF	Picofarad
pseg	Picosegundos
Q	Factor de calidad de una antena

Simbología y abreviaturas

R	Longitud del elemento radiador Reflector
R	Radio crítico de curvatura en fibra óptica
R	Resistencia
R	Resistencia serie por unidad de longitud
$R(r)$	Solución en r de la ecuación de onda en guía de onda cilíndrica
R_R	Resistencia de radiación de una antena
R_Ω	Resistencia óhmica de antena
R_n	Resistencia normalizada
R_0	Resistencia característica
R_p	Resistencia de las paredes de una guía de onda rectangular
$R\Delta x$	Resistencia por sección de línea de transmisión
ROE	Relación de voltaje de onda estacionaria
RX	Rayos equis
r	Magnitud de un número complejo
r	Variable radial en coordenadas cilíndricas
r_n	Distancia entre un punto de referencia y el elemento l_n
S	Espaciamiento en grados entre dos elementos radiadores
\vec{S}	Vector de Umov-Poynting
S_M	Distancia al voltaje máximo de onda estacionaria
S_{M1}	Distancia al primer máximo de voltaje de onda estacionaria
S_{M-m}	Distancia entre máximo y mínimo de voltaje de onda estacionaria
S_m	Distancia al voltaje mínimo de onda estacionaria
S_{m1}	Distancia al primer mínimo de voltaje de onda estacionaria
S_n	Distancia entre los elementos radiadores l_n y l_{n+1}
s	Distancia hacia el generador a partir de la carga en una línea de transmisión
TE	Modo de transmisión Transverso Eléctrico
TM	Modo de transmisión Transverso Magnético
TEM	Modo de transmisión Transverso Electromagnético
TV	Televisión
THz	Terahertz
t	Variable tiempo
tg	Tangente
t_{KM}	Tiempo de desplazamiento por kilómetro-fibra óptica
UV	Ultravioleta
V	Voltaje
V	Polarización vertical en antenas
$V(a)$	Voltaje a la distancia a en líneas de transmisión
$V(c)$	voltaje en la carga
$V(s)$	Voltaje a la distancia s en líneas de transmisión
$V(x)$	Voltaje a la entrada de una sección de línea de transmisión

Simbología y abreviaturas

$(V(x + \Delta x))$	Voltaje a la salida de una sección de línea de transmisión
V_L	Voltaje a todo lo largo de una línea
$V_{MÁX}$	Voltaje máximo de onda estacionaria
V_f	Velocidad de fase
V_g	Velocidad de grupo
V_{in}	Voltaje de la onda incidente
$V_{mín}$	Voltaje mínimo de onda estacionaria
V_r	Voltaje de la onda reflejada
W	Potencia radiada de antena
W_m	Máxima energía almacenada en una cavidad resonante
X_n	Reactancia normalizada
X_o	Reactancia característica
$X(x)$	Solución en x de la ecuación de onda en guía de onda
X	Distancia por sección de línea de transmisión
x	Parte real del número complejo
x	Variable del plano cartesiano
Y	Admitancia paralelo
$Y(y)$	Solución en y de la ecuación de onda en guía de onda
Y_{an}	Admitancia normalizada de antena
Y_{cn}	Admitancia normalizada de carga
Y_{pn}	Admitancia paralelo normalizada
Y_s	Admitancia a la distancia s
Y_{sn}	Admitancia normalizada a la distancia s
$Y\Delta x$	Admitancia paralelo por sección de línea de transmisión
y	Parte imaginaria del número complejo
y	Variable del plano cartesiano
Z	Impedancia serie
$Z(z)$	Solución en z de la ecuación de onda en guía de onda
$Z(\lambda/4)$	Impedancia a un cuarto de longitud de onda en línea de transmisión
Z_L	Impedancia a la distancia L en línea de transmisión
Z_{TE}	Impedancia característica en guía de onda rectangular para el modo TE
Z_{TEO}	Impedancia característica en guía de onda circular para el modo TE
Z_{TM}	Impedancia característica en guía de onda rectangular para el modo TM
Z_{TMO}	Impedancia característica en guía de onda circular para el modo TM
Z_a	Impedancia de antena
Z_{an}	Impedancia normalizada de antena
Z_C	Impedancia de carga
Z_{cn}	Impedancia normalizada de carga
Z_n	Impedancia normalizada

Simbología y abreviaturas

Z_0	Impedancia característica
Z_{og}	Impedancia característica de guía de onda
Z_{pn}	Impedancia paralelo normalizada
Z_s	Impedancia a la distancia s en línea de transmisión
Z_t	Impedancia característica del transformador
$Z\Delta x$	Impedancia serie por sección de línea de transmisión
Z	Dirección de propagación en guía de onda
Z	Número complejo
Δ	Diferencia relativa en los valores máximos de los índices del núcleo y del revestido en fibra óptica
Δx	Incremento en distancia en línea de transmisión
Φ (φ)	Solución de φ de la ecuación de onda en guía de onda cilíndrica
α	Coeficiente de atenuación en línea de transmisión
α	Constante ≥ 2 en fibra óptica
α_{RAY}	Pérdidas por dispersión de Rayleigh
α_{TE}	Atenuación en el modo TE para guía de onda rectangular
α_{TEO}	Atenuación en el modo TE para guía de onda circular
α_{TM}	Atenuación en el modo TM para guía de onda rectangular
α_{TMO}	Atenuación en el modo TM para guía de onda circular
β	Ancho del haz en una antena
β	Coeficiente de fase en línea de transmisión
β_g	Coeficiente de fase en guía de onda
δ	Proporción de cambio del índice de refracción
ϵ	Permitividad eléctrica
ϵ_r	Permitividad eléctrica relativa
ϕ	Diámetro en fibras ópticas
γ	Coeficiente de propagación
η	Eficiencia de antena
η	Eficiencia de línea de transmisión
η	Eficiencia del reflector parabólico
φ	Ángulo del coeficiente de reflexión en línea de transmisiones
φ	Variable angular en coordenadas cilíndricas
Φ_{MOD}	Dispersión modal en fibra óptica
λ	Longitud de onda
λ_c	Longitud de onda de corte en guía de onda
λ_g	Longitud de onda de guía de onda
λ_0	Longitud de onda al aire libre
λ_r	Longitud de onda resonante de una cavidad

Simbología y abreviaturas

μ	Permeabilidad magnética
μ_0	Permeabilidad magnética al aire libre
μ_r	Permeabilidad magnética relativa
μF	Microfarad
μH	Microhenry
μm	Micrómetro
μW	Microwatt
$\mu V / m$	Microvolt por metro
π	3.1416
θ	Ángulo final del coeficiente de reflexión en una línea de transmisión
θ	Ángulo axial en la antena de bucle
θ	Ángulo azimutal en la antena doblete
θ	Ángulo azimutal en un sistema radiador
θ_B	Ángulo de refracción
θ_{cr}	Ángulo crítico
θ_i	Ángulo de incidencia
θ_{MAX}	Ángulo generador del cono de aceptación en fibras ópticas
θ_r	Ángulo de reflexión
ρ	Coeficiente de reflexión en la línea de transmisión
ρ	Factor de reflexión de Fresnel en fibra óptica
ρ	Resistividad
$ \rho $	Coeficiente de reflexión en forma polar
σ	Conductividad eléctrica
σ	Relación de dimensiones en la antena log-periódica
τ	Relación de dimensiones en la antena log-periódica
ω	Frecuencia angular
ω_r	Frecuencia angular de resonancia en una cavidad
ψ	Fase eléctrica en grados de un segundo radiador

PRÓLOGO

DESARROLLAR TEMAS relativos a las comunicaciones eléctricas no es tarea fácil, sobre todo si tomamos en consideración que se trata de un campo muy amplio y que se encuentra en constante evolución, ante los acelerados cambios tecnológicos en la electrónica.

Para establecer una comunicación entre dos puntos distantes se necesita un sistema mínimo de comunicación, compuesto por:

- a) un transmisor, o sea el dispositivo que convierte el mensaje en una señal eléctrica de determinadas características que la hacen transmisible;
- b) un medio de transmisión sobre el que viajará esta señal eléctrica; y
- c) un receptor capaz de convertir la señal eléctrica en el mensaje original que excitó al transmisor.

En este trabajo nos enfocaremos solamente a una parte del sistema de comunicación: los medios de transmisión; esto con la idea de contribuir de forma sencilla a la actualización de este conocimiento tan particular.

En el capítulo I se tratan los aspectos más relevantes de las *líneas de transmisión*, así como de su diseño y sus aplicaciones. También se incluye la manera como se aplica la carta de Smith como un método práctico y rápido para analizar los parámetros de la línea de transmisión.

El capítulo II se dedica al estudio de las *antenas*, tanto transmisoras como receptoras, además de algunas consideraciones de diseño y sus principales aplicaciones. También se analizan los conceptos básicos sobre radiación y propagación.

En el capítulo III, nuestro estudio se centra en las *guías de onda* y su comportamiento dentro del espectro de frecuencia de gigahertz; también se revisan los conceptos básicos sobre acopladores y cavidades resonantes.

Finalmente, en el capítulo IV se introduce al lector en el campo de las *fibras ópticas*, donde se tratan los conceptos básicos, su principio de operación y su aplicación en los sistemas de comunicación óptica.

En cada capítulo se incluyen ejercicios escogidos para reforzar el conocimiento de los temas expuestos. Al final de la obra se incluye asimismo un problemario con ejercicios típicos y comunes que se presentan en el campo de los medios de transmisión.

CAPÍTULO I

LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

I.1. INTRODUCCIÓN

UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN es el medio que le permite a la información generada en un transmisor llegar a un receptor dentro de un sistema cerrado de comunicación. También se puede usar para interconectar un transmisor con su antena, o una antena con su receptor. La línea de transmisión en su forma más usual consiste en dos hilos paralelos y se le denomina *línea bifilar*, aunque también pueden ser dos conductores concéntricos, lo que se conoce como *línea coaxial*.

Cuando la distancia entre transmisor y receptor es relativamente grande, la información puede alterarse y presentar atenuación, por lo que se acostumbra intercalar repetidores para volver a generar la información y que el receptor la reciba con el mínimo de distorsión y una aceptable relación señal a ruido. Las líneas de transmisión son muy versátiles en su aplicación, ya que se usan en televisión, en radio, en radar, en telefonía o en computadoras; también se usan como filtros, igualadores o transformadores de impedancia y su principio de operación permite el diseño de antenas.

Las líneas de transmisión que operan a relativa baja frecuencia (del orden de MHz) emplean líneas bifilares; pero si se desea inmunidad a oscilaciones interferentes en alta frecuencia, es más recomendable usar línea coaxial.

Comercialmente se tiene el *cable triaxial*, que es un cable coaxial con dos blindajes, de forma tal que el interno actúa como retorno de la señal y el externo como blindaje propiamente dicho, ya que su uso está dirigido a sistemas que necesitan una relación señal a ruido más elevada que la del cable coaxial común. También tenemos el *cable cuadriaxial*, que se usa para transmitir señales de muy bajo nivel en ambientes con ruido eléctrico intenso; este cable consta de un par trenzado con una impedancia característica específica y rodeado de dos blindajes: el interno se conecta al común del equipo y el externo al chasis o tierra.

I.2. LA LÍNEA RANURADA

En cualquier sistema de comunicación es importante conocer los parámetros de la línea de transmisión que se emplee y determinar el grado de acoplamiento que se logra, tanto con el transmisor como con el receptor. Algunos sistemas tienen integrado un reflectómetro para determinar el grado de acoplamiento de la línea de transmisión.

Cuando el sistema de comunicación no cuenta con algún dispositivo para determinar el acoplamiento de la línea de transmisión, se recurre al uso externo de una línea ranurada.

La línea ranurada es un instrumento coaxial básico para medir la impedancia, la relación de voltaje de onda estacionaria y el coeficiente de reflexión de acoplamientos que operen en el intervalo

de frecuencia de 300 MHz a 8.5 GHz. El esquema básico de la línea ranurada tipo 874-LBB de General Radio Co. se muestra en la figura I.1.

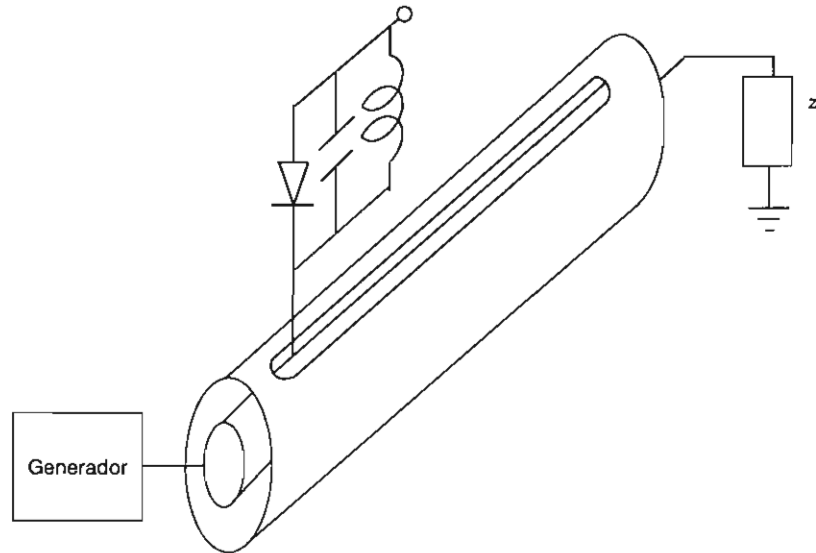


Figura I.1. La línea ranurada

La línea ranurada se diseña para medir con exactitud el patrón de voltaje de onda estacionaria que se produce al conectar en su extremo terminal una carga diferente de 50 ohms. Por lo general tiene una impedancia característica de 50 ohms. El conductor externo está ranurado para una longitud aproximada de 50 cm, razón por la cual cuando se opera a frecuencias menores de 300 MHz no es fácil localizar voltajes mínimos y máximos de onda estacionaria creada sobre la línea.

La línea cuenta además con un carro móvil que se desliza sobre el conductor externo. El carro contiene una sonda con penetración ajustable que genera un acoplamiento capacitivo entre ella y el conductor interno. Como la sonda se acopla capacitivamente a la línea, el voltaje inducido en su circuito es proporcional al voltaje existente entre los conductores interno y externo de la línea en una determinada posición del carro. Éste se mueve por medio de una cuerda de plástico que pasa a través de un tambor en un extremo de la línea y por una polea en el otro.

Para trabajar con la línea ranurada se requiere un generador de radiofrecuencia con modulación de 1 kHz, un detector y una línea ajustable sintonizable.

El carro cuenta también con un diodo detector resonante interconstruido que trabaja en la región cuadrática de su curva característica, por lo que la salida rectificada es proporcional al cuadrado de la entrada de radiofrecuencia. El diodo detector se sintoniza por medio de la línea ajustable que efectivamente se encuentra conectada en paralelo con el objeto de aumentar su sensibilidad y mejorar su selectividad. La línea ajustable se sintoniza hasta que se obtenga máxima salida en el detector. Es importante asegurarse que la línea ajustable no se sintoniza a una frecuencia armónica sino a la fundamental.

Cuando el generador de señal se modula por una señal cuadrada, se usa la salida del diodo detector para excitar un medidor de onda estacionaria. Cuando no se modula se mide la salida rectificada del diodo en un microamperímetro sensible o sobre un osciloscopio, al mismo tiempo que se determina el patrón de onda estacionaria cuando se desliza el carro de un extremo a otro de la línea ranurada. Frecuentemente, al cargar la línea ranurada con circuito abierto o con circuito corto se producen cambios de impedancia en la línea, lo que trae como consecuencia cambios de

frecuencia en los osciladores empleados como fuente de señal. Estos efectos se reducen considerablemente insertando un atenuador entre la fuente de señal y la línea ranurada.

I.3. LA ECUACIÓN DE ONDA DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN Y SU SOLUCIÓN

Para desarrollar la ecuación de la línea de transmisión se toma como referencia la línea bifilar; los resultados que se obtengan también son válidos para una línea coaxial. Las líneas de transmisión contienen constantes distribuidas; por ejemplo: resistencia, capacitancia, inductancia y conductancia uniformemente distribuidas a lo largo de la línea. Puede hacerse un análisis del comportamiento de la línea de transmisión basándose en el supuesto de que la línea se divide en pequeñas secciones de elementos concentrados; la validez de los resultados aumenta de acuerdo con el incremento de secciones consideradas para una longitud dada de la línea.

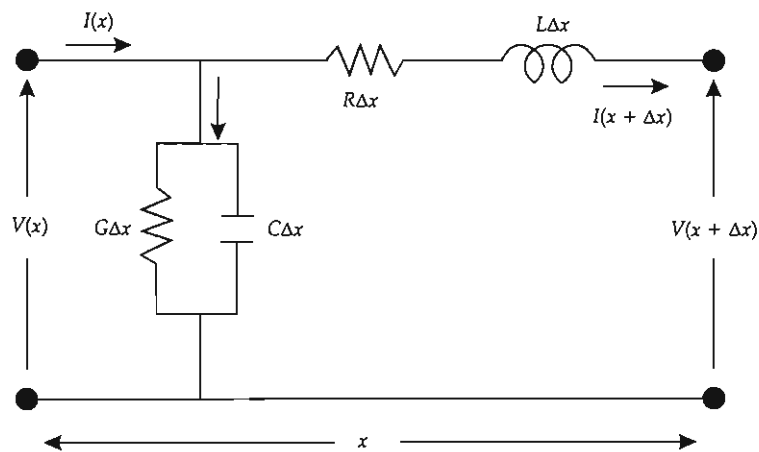


Figura I.2. Sección unitaria de línea de transmisión

La red que representa a los elementos concentrados de una sección unitaria de la línea de transmisión a lo largo del eje x se muestra en la figura I.2. En ella se puede observar que los elementos de la línea varían con la distancia, por lo que

- G es la conductancia paralelo por unidad de longitud
- C es la capacitancia paralelo por unidad de longitud
- R es la resistencia serie por unidad de longitud; y
- L es la inductancia serie por unidad de longitud.

El voltaje a lo largo de la línea de transmisión se atenúa por la caída de voltaje que provoca el flujo de corriente a través de la impedancia serie R - L . La corriente serie a lo largo de la línea de transmisión es atenuada, ya que existe una corriente en derivación mediante la admitancia paralelo G - C . De acuerdo con las leyes de Kirchhoff para nodos y mallas, las expresiones que rigen la red mostrada se deducen tomando en cuenta los cambios incrementales, y resulta:

Por nodos

$$I(x) = V(x) [G \Delta x + j \omega C \Delta x] + I(x + \Delta x) \quad (I.1)$$

el cambio incremental resulta

$$I(x + \Delta x) - I(x) = \Delta I(x) = -V(x) Y \Delta x \quad (I.2)$$

Por mallas

$$V(x) = I(x + \Delta x) [R \Delta x + j \omega L \Delta x] + V(x + \Delta x) \quad (I.3)$$

el cambio incremental es

$$V(x + \Delta x) - V(x) = \Delta V(x) = -I(x + \Delta x) Z \Delta x \quad (I.4)$$

donde

$Z = R + j \omega L$ es la impedancia serie; y
 $Y = G + j \omega C$ es la admitancia paralelo.

En el límite las expresiones I.2 y I.4 toman la siguiente forma

$$\frac{d I(x)}{d x} = -Y V(x) \quad (I.5)$$

$$\frac{d V(x)}{d x} = -Z I(x) \quad (I.6)$$

donde el signo negativo indica un decremento. Tomando la segunda derivada a las expresiones I.5 y I.6, resulta

$$\frac{d^2 I(x)}{d x^2} = -Y \frac{d V(x)}{d x} \quad (I.7)$$

$$\frac{d^2 V(x)}{d x^2} = -Z \frac{d I(x)}{d x} \quad (I.8)$$

Sustituyendo las expresiones I.6 y I.5 en I.7 y I.8 respectivamente, se obtiene

$$\frac{d^2 I(x)}{d x^2} = ZY I(x) = \gamma^2 I(x) \quad (I.9)$$

$$\frac{d^2 V(x)}{d x^2} = ZY V(x) = \gamma^2 V(x) \quad (I.10)$$

donde $\gamma = \sqrt{ZY}$ es la constante de propagación, mientras las expresiones I.9 y I.10 rigen el comportamiento de la línea de transmisión.

Como solución a las expresiones I.9 y I.10, se proponen las siguientes:

$$V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x} \quad (I.11)$$

$$I(x) = I_1 e^{-\gamma x} + I_2 e^{\gamma x} \quad (I.12)$$

donde el término $V_1 e^{-\gamma x}$ representa el voltaje de la señal transmitida en dirección de x ; mientras que el segundo, al de la señal reflejada en dirección opuesta de x .

I.4. LAS CONSTANTES DE PROPAGACIÓN, DE ATENUACIÓN Y DE FASE

Anteriormente establecimos la constante de propagación como

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

en donde observamos que se presentan una parte real y otra imaginaria; por lo tanto,

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

donde α es la constante de atenuación, β significa la constante de fase.

Desarrollando la expresión de γ se obtiene

$$\alpha = \sqrt{\frac{RG}{2}} \left\{ \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2 L}{R^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2 C}{G^2}\right)} + \left(1 - \frac{\omega^2 LC}{RG}\right) \right\}^{1/2}$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{LC}{2}} \left\{ \left(1 - \frac{RG}{\omega^2 LC}\right) + \sqrt{\left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L}\right) \left(1 + \frac{G^2}{\omega^2 C}\right)} \right\}^{1/2}$$

Si tomamos en consideración que la línea de transmisión tiene su principal uso en alta frecuencia, resulta

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ neper por unidad de longitud}$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \text{ radianes por unidad de longitud.}$$

El primer término de la constante de atenuación simboliza las pérdidas en el conductor, mientras que el segundo representa las pérdidas en el dieléctrico; para convertir a dB basta recordar que 1 neper = 8.686 dB. En este caso no se consideran las pérdidas por radiación.

La parte imaginaria β de la constante de propagación es la constante de fase expresada en radianes por unidad de longitud. En una longitud de onda la fase de una señal propagada se desvía 360°; es decir

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

donde λ es la longitud de onda de la frecuencia de operación en la línea de transmisión, por lo tanto

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$$

La velocidad V_f de una señal transmitida se denomina *velocidad de fase* de la onda incidente, expresada por

$$V_f = \lambda f$$

sustituyendo las expresiones de λ y β resulta

$$V_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

con lo que se indica que la velocidad de fase es independiente de la frecuencia.

Cuando se tiene una señal de amplitud modulada con una moduladora de frecuencia ω_m y amplitud V_m , las bandas laterales superior e inferior se propagan a lo largo de la línea de transmisión junto con la portadora. Si no hay pérdidas en la línea, $R = G = 0$, se tiene

$$V_f = V_g = C$$

donde V_g es la velocidad de grupo y C es la de la luz en el vacío.

Ejercicio I.1

Se tiene una línea telefónica con los siguientes valores: $R = 26.2 \text{ ohm/km}$; $L = 3 \text{ H/km}$; $G = 2.9 \text{ micromho/km}$; $C = 0.048 \text{ } \mu\text{F/km}$. A un tono de prueba de 1 kHz, calcular γ , α y β .

Respuesta

$$\gamma = 0.013 \text{ neper / km} + j2.38 \text{ radian / km.}$$

Efecto pelicular. Para la transmisión de radiofrecuencia hay que considerar que la resistencia del conductor aumenta con la frecuencia. En circuitos de corriente directa, la corriente fluye de manera uniforme en toda la sección transversal del conductor; conforme se incrementa la frecuencia, la corriente tiende a fluir más cerca de la superficie del conductor. A mayores frecuencias, por ejemplo en microondas, el conductor interno de una línea coaxial puede ser un tubo hueco ya que solamente circularía una corriente muy débil por el centro si el conductor interno fuera sólido. Para mejorar la conducción superficial de la radiofrecuencia, las líneas se recubren con una fina película de plata debido a que este metal es altamente conductor; de segunda importancia resulta el material base con que está construida la línea.

1.5. IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA

Ahora determinaremos la impedancia característica de una línea de transmisión. Derivando la expresión I.11 con respecto a x e igualando con la expresión I.6, resulta

$$\frac{dV(x)}{dx} = \gamma (V_2 e^{\gamma x} - V_1 e^{-\gamma x}) = -Z I(x)$$

al despejar $I(x)$ se obtiene:

$$I(x) = \frac{Y}{Z} (V_1 e^{-\gamma x} - V_2 e^{\gamma x}) = \frac{1}{Z_0} (V_1 e^{-\gamma x} - V_2 e^{\gamma x}) \quad (\text{I.13})$$

donde $Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = R_0 + j X_0$.

Para que se cumpla la Ley de Ohm en la expresión I.13 se requiere cualquiera de los dos siguientes casos: 1) una línea de longitud infinita; o 2) una línea correctamente cargada. En ambos casos no existe señal reflejada.

En la expresión I.13 se observa la deducción de Z_0 , denominada *impedancia característica de la línea*; de donde resulta

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

cuando en la línea las pérdidas son despreciables, obtenemos

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Ejercicio I.2

Con los datos del ejercicio anterior, calcule la impedancia característica.

Respuesta

$$Z_0 = 7906 + j31.74$$

I.6. LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN SIN PÉRDIDAS

Cuando se trabaja en alta frecuencia y con línea de transmisión relativamente corta, es posible considerar la atenuación despreciable, por lo que

$$\gamma = \alpha + j\beta \cong j\beta.$$

de ahí que las soluciones de la ecuación de la línea de transmisión se conviertan en

$$V(x) = V_1 e^{-j\beta x} + V_2 e^{j\beta x} \quad (\text{I.14})$$

$$I(x) = \frac{1}{Z_0} (V_1 e^{-j\beta x} - V_2 e^{j\beta x}) \quad (\text{I.15})$$

Ahora vamos a considerar una línea de transmisión con una longitud L , tal como se muestra en la figura I.3.

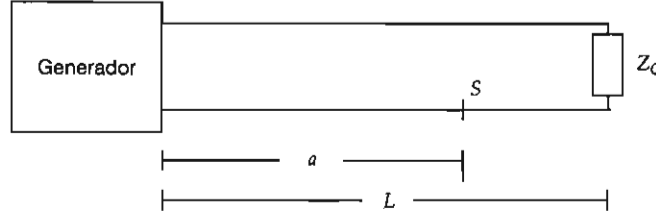


Figura I.3. La línea de transmisión sin pérdidas

Cuando se quiere conocer la impedancia que presenta la línea de transmisión a una distancia a , las expresiones I.14 y I.15 toman la siguiente forma:

$$V(a) = V_1 e^{-j\beta(L-S)} + V_2 e^{j\beta(L-S)} = V_1 e^{-j\beta L} e^{j\beta S} + V_2 e^{j\beta L} e^{-j\beta S}$$

$$I(a) = \frac{1}{Z_0} (V_1 e^{-j\beta(L-S)} - V_2 e^{j\beta(L-S)}) = \frac{1}{Z_0} (V_1 e^{-j\beta L} e^{j\beta S} - V_2 e^{j\beta L} e^{-j\beta S})$$

si se considera $V_{in} = V_1 e^{-j\beta L}$ y $V_r = V_2 e^{j\beta L}$

donde V_{in} es el voltaje de onda incidente, y V_r es el voltaje de onda reflejada, por lo que resulta

$$V(a) = V_{in} e^{j\beta S} + V_r e^{-j\beta S} \quad (I.16)$$

$$I(a) = \frac{1}{Z_0} (V_{in} e^{j\beta S} - V_r e^{-j\beta S}) \quad (I.17)$$

a las que consideramos expresiones generales en cualquier punto de la línea de transmisión.

I.7. PATRÓN DE ONDA ESTACIONARIA

Cuando no se tiene la máxima transferencia de energía, es porque $Z_0 \neq Z_c$; es decir, no hay un adecuado acoplamiento de impedancia con la carga, por lo que la onda incidente y la reflejada estarán sobre la línea.

Cuando se presenta desacoplamiento hay también una superposición de ambas ondas sobre la línea de transmisión, lo que da lugar a una onda estacionaria representada por una serie de valores máximos y mínimos de voltaje como los que se muestran en la figura I.4; la relación de voltaje de onda estacionaria, ROE, se establece como

$$ROE = \frac{|V_{MÁX}|}{|V_{mín}|} = \frac{|V_{in}| + |V_r|}{|V_{in}| - |V_r|} = \frac{1 + \frac{|V_r|}{|V_{in}|}}{1 - \frac{|V_r|}{|V_{in}|}}$$

Líneas de transmisión

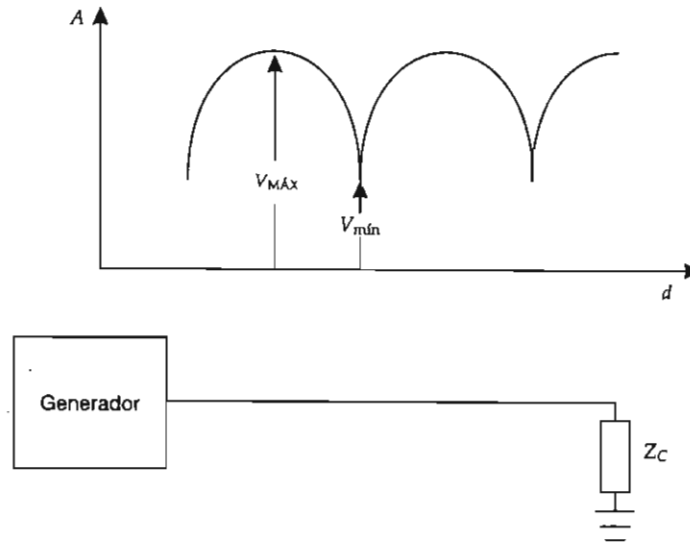


Figura I.4. Patrón de voltaje de onda estacionaria

I.8. EL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN Y LA RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (ROE)

Antes mencionamos que hay reflexión de energía cuando existe desacoplamiento entre la impedancia de carga y la impedancia de la línea, por lo que considerando las expresiones I.16 y I.17 en la carga, tenemos

$$\begin{aligned} \frac{V(c)}{I(c)} = Z_C &= Z_O \frac{V_{in} e^{j\beta S} + V_r e^{-j\beta S}}{V_{in} e^{j\beta S} - V_r e^{-j\beta S}} = Z_O \frac{1 + \frac{V_r}{V_{in}} e^{-2j\beta S}}{1 - \frac{V_r}{V_{in}} e^{-2j\beta S}} \\ &= Z_O \frac{1 + |\rho| e^{j(\varphi - 2\beta S)}}{1 - |\rho| e^{j(\varphi - 2\beta S)}} \end{aligned} \quad (I.18)$$

donde $\frac{V_r}{V_{in}} = \rho = |\rho| e^{j\varphi}$

Si

$$\frac{|V_r|^2}{|V_{in}|^2} = |\rho|^2 = \frac{P_r}{P_{in}} \quad \text{entonces} \quad P_r = |\rho|^2 P_{in}$$

de ahí que se denomine a ρ como coeficiente de reflexión en la carga, P_r la potencia reflejada y P_{in} potencia incidente.

Despejando al coeficiente de reflexión de la expresión I.18 resulta

$$|\rho| e^{j(\varphi - 2\beta S)} = \frac{Z_C - Z_O}{Z_C + Z_O} = \frac{\frac{Z_C}{Z_O} - 1}{\frac{Z_C}{Z_O} + 1} = \frac{Z_n - 1}{Z_n + 1}$$

donde $Z_n = \frac{Z_C}{Z_0}$ es la impedancia normalizada de la carga.

Por lo tanto, la expresión para ROE se puede escribir como $ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$ y también

$$|\rho| = \frac{ROE - 1}{ROE + 1}.$$

Si en la expresión I.18 tenemos $|\rho| e^{j(\varphi - 2\beta S)} = 1$, resulta $Z_C = \infty$, lo que implica que en el extremo de la línea hay un $V_{MÁX}$; es decir,

$$M = \varphi - 2\beta S_M \quad \text{para} \quad M = 0, 2\pi, 4\pi \dots$$

o bien $M = (2n)\pi$ con $n = 0, 1, 2 \dots$

Si en la misma expresión I.18 encontramos que $|\rho| e^{j(\varphi - 2\beta S)} = -1$, obtendremos $Z_C = 0$; como consecuencia, en el extremo distal de la línea tenemos un $V_{mín}$, es decir

$$m = \varphi - 2\beta S_m \quad \text{para} \quad m = \pi, 3\pi, 4\pi, \dots$$

o bien

$$m = (2n + 1)\pi \quad \text{con} \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Nuevamente en la expresión I.18, si tenemos $|\rho| e^{j(\varphi - 2\beta S)} = 0$, resulta $Z_C = Z_0$ por lo que no existe onda reflejada ni tampoco voltajes mínimos ni máximos de onda estacionaria.

Para encontrar la distancia entre un máximo y un mínimo de voltaje de onda estacionaria es necesario establecer el caso de $M = 0$ y $m = \pi$; lo que deriva en

$$S_{M1} = \frac{\varphi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4} \left(\frac{\varphi}{\pi} \right) \quad \text{y} \quad S_{m1} = \frac{\varphi - \pi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4} \left(\frac{\varphi}{\pi} - 1 \right)$$

Recordando que $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, la distancia que habrá entre el voltaje máximo y el mínimo será

$$S_{M-m} = S_{M1} - S_{m1} = \frac{\lambda}{4}.$$

Para encontrar la distancia entre dos voltajes máximos se considera $M_1 = 0$ y $M_2 = 2\pi$, donde se obtiene

$$S_{M1} = \frac{\varphi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4} \left(\frac{\varphi}{\pi} \right) \quad \text{y} \quad S_{M2} = \frac{\varphi - 2\pi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4} \left(\frac{\varphi}{\pi} - 2 \right)$$

por lo que la distancia es $S_{M1} - S_{M2} = \frac{\lambda}{2}$.

De manera similar, para la distancia entre voltajes mínimos se toma $m_1 = \pi$ y $m_2 = 3\pi$, lo que da como resultado

$$S_{m1} = \frac{\varphi - \pi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4} \left(\frac{\varphi}{\pi} - 1 \right) \quad \text{y} \quad S_{m2} = \frac{\varphi - 3\pi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4} \left(\frac{\varphi}{\pi} - 3 \right)$$

Líneas de transmisión

por consiguiente, $S_{m1} - S_{m2} = \frac{\lambda}{2}$.

Siguiendo el procedimiento anterior, la fórmula general para encontrar la distancia de los voltajes mínimos es

$$S_m = \frac{\lambda}{4} \left(1 + \frac{\theta}{\pi} \right) + K \frac{\lambda}{2} \quad \text{con } K = 0, 1, 2, \dots$$

donde θ es el ángulo del coeficiente de reflexión del caso problema y puede tener valores de 0 a 180° o bien de 0 a -180°; la distancia al próximo voltaje máximo es $S_M = S_m + \frac{\lambda}{4}$.

Ejercicio I.3

Tenemos una línea de transmisión cuyos elementos distribuidos son $L = 0.9 \mu\text{H}/\text{m}$ y $C = 10 \text{ pF}/\text{m}$; esta línea se carga con una impedancia serie formada por $R = 270 \text{ ohms}$ y un capacitor de 15 pF . A la frecuencia de operación de 100 MHz calcular: la ROE, el coeficiente de reflexión, las distancias al primer mínimo y al primer máximo, así como la potencia reflejada.

Respuesta

$$Z_O = 300 \text{ ohms}; Z_C = 270 - j106.103; \text{ROE} = 1.469;$$

$$\rho = 0.19 \angle -95.25^\circ; S_{m1} = 35.31 \text{ cm}; S_{M1} = 110.31 \text{ cm}; P_r = 0.0361 P_{in}.$$

Ejercicio I.4

Una línea de transmisión con elementos distribuidos de los valores $L = 0.025 \mu\text{H}/\text{m}$ y $C = 10 \text{ pF}/\text{m}$, se carga con una impedancia paralelo formada por $R = 75 \text{ ohms}$ y $C = 27 \text{ pF}$. A la frecuencia de operación de 100 MHz , calcule: la ROE, $\rho \angle \theta$, las distancias al primer mínimo y al primer máximo y la potencia reflejada; además indique el tipo de línea de transmisión que se está usando.

Respuesta

$$Z_O = 50 \text{ ohms}; Z_C = 28.64 - j36.44; \text{ROE} = 2.78;$$

$\rho \angle \theta = 0.485 \angle -95^\circ; S_{m1} = 35.28 \text{ cm}; S_{M1} = 110.28 \text{ cm}; P_r = 0.2352 P_{in}$; se trata de una línea de transmisión de baja pérdida o de atenuación despreciable.

NOTA: Cuando en un problema no se especifican los parámetros distribuidos, debe considerarse que se trata de una línea de transmisión con impedancia característica de 50 ohms .

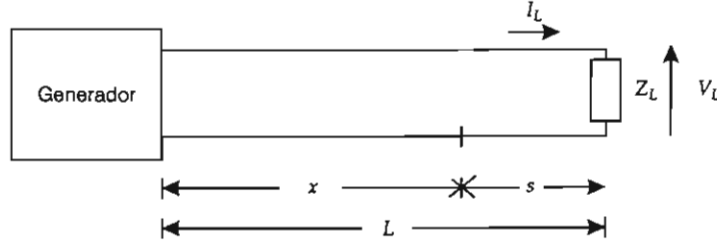


Figura I.5. Línea de transmisión de baja pérdida

I.9. TRANSFORMADORES DE IMPEDANCIA

Determinaremos ahora la impedancia de la línea a la distancia s , de la carga hacia el generador, tal como se ilustra en la figura I.5.

Vimos que las soluciones de la ecuación de la línea de transmisión estaban dadas por las expresiones I.11 y I.12; observamos asimismo que cuando se tiene una línea de baja pérdida, dichas expresiones se convierten en I.14 y I.15 respectivamente. Ahora vamos a calcular V_1 y V_2 en la carga.

Considerando el voltaje en la carga tenemos

$$V(L) = I_L Z_C = V_1 e^{-j\beta L} + V_2 e^{j\beta L} \quad (\text{I.19})$$

si ahora tomamos en cuenta la corriente, obtenemos

$$I(L) = \frac{1}{Z_0} (V_1 e^{-j\beta L} - V_2 e^{j\beta L})$$

al adecuar esta expresión llegamos a

$$I_L Z_0 = V_1 e^{-j\beta L} - V_2 e^{j\beta L} \quad (\text{I.20})$$

Si sumamos miembro a miembro las expresiones I.19 y I.20, resulta $I_L (Z_0 + Z_C) = 2 V_1 e^{-j\beta L}$, para finalmente obtener:

$$V_1 = \frac{I_L}{2} (Z_0 + Z_C) e^{j\beta L}$$

Ahora restaremos las expresiones I.19 y I.20, lo que nos arroja

$$V_2 = \frac{I_L}{2} (Z_C - Z_0) e^{-j\beta L}$$

Al considerar la distancia $s = L - x$ de la carga hacia el generador, el voltaje resulta ser

$$V(s) = \frac{I_L}{2} \left[(Z_0 + Z_C) e^{j\beta L} e^{-j\beta x} + (Z_C - Z_0) e^{-j\beta L} e^{j\beta x} \right]$$

$$V(s) = \frac{I_L}{2} \left[(Z_0 + Z_C) e^{j\beta s} + (Z_C - Z_0) e^{-j\beta s} \right]$$

mientras que la corriente es

$$I(s) = \frac{I_L}{2 Z_0} \left\{ (Z_0 + Z_C) e^{j\beta s} - (Z_C - Z_0) e^{-j\beta s} \right\}$$

La impedancia presente en la distancia s será

$$\frac{V(s)}{I(s)} = Z_s = Z_0 \frac{(Z_0 + Z_C) e^{j\beta s} + (Z_C - Z_0) e^{-j\beta s}}{(Z_0 + Z_C) e^{j\beta s} - (Z_C - Z_0) e^{-j\beta s}}$$

reacomodando términos, se obtiene

$$Z_s = Z_0 \frac{Z_0 (e^{j\beta s} - e^{-j\beta s}) + Z_C (e^{j\beta s} + e^{-j\beta s})}{Z_0 (e^{j\beta s} + e^{-j\beta s}) + Z_C (e^{j\beta s} - e^{-j\beta s})}$$

y aplicando las fórmulas de Euler finalmente llegamos a

$$Z_s = Z_0 \frac{2j Z_0 \sin \beta s + 2 Z_C \cos \beta s}{2 Z_0 \cos \beta s + 2j Z_C \sin \beta s} = Z_0 \frac{Z_C + j Z_0 \operatorname{tg} \beta s}{Z_0 + j Z_C \operatorname{tg} \beta s} \quad (\text{I.21})$$

La expresión I.21 permite calcular la impedancia presente en la línea de transmisión, a cualquier distancia s a partir de la carga (s en longitudes de onda).

Ahora se analiza la expresión anterior para los siguientes casos especiales:

a) Si $Z_C = Z_0$, entonces $Z_s = Z_0$, lo que nos indica que cuando se carga correctamente una línea de transmisión la impedancia presente en cualquiera de sus puntos será del mismo valor que la impedancia característica.

b) Si $Z_C = 0$, entonces $Z_s = j Z_0 \operatorname{tg} \beta s$

c) Si $Z_C = \infty$, entonces $Z_s = -j Z_0 \operatorname{ctg} \beta s$.

Los dos últimos casos indican que cuando una línea no se carga correctamente la impedancia presente en ella a la distancia s toma un valor diferente de Z_0 . En la gráfica de la figura I.6 se ilustran los valores de Z_s en función de la distancia para los dos casos anteriores.

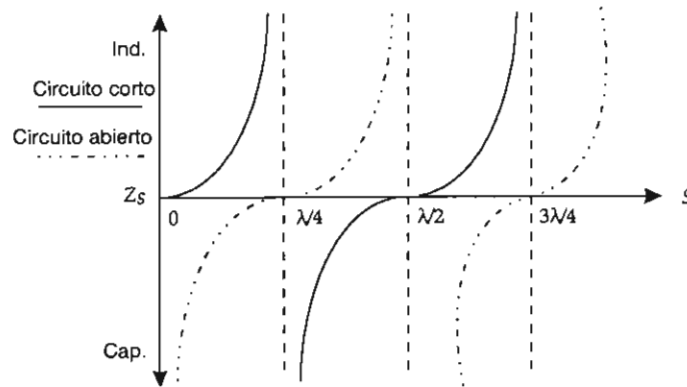


Figura I.6. Valores de Z_s para circuito corto y circuito abierto en función de s

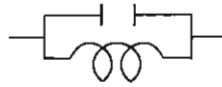
De la figura I.6 se observa lo siguiente:

A) En circuito corto:

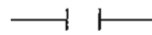
Z_s es inductiva para $0 < s < \lambda/4$



Z_s es muy grande para $s = \lambda/4$



Z_s es capacitiva para $\lambda/4 < s < \lambda/2$

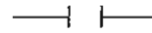


Z_s es cero para $s = \lambda/2$

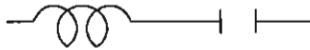


B) En circuito abierto:

Z_s es capacitiva para $0 < s < \lambda/4$



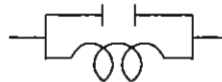
Z_s es cero para $s = \lambda/4$



Z_s es inductiva para $\lambda/4 < s < \lambda/2$



Z_s es muy grande para $s = \lambda/2$



Con los resultados obtenidos concluimos que algunos tramos de la línea de transmisión se comportan como bobinas, como capacitores o como circuitos resonantes, ya sea en serie o en paralelo, dependiendo de la longitud de la línea y de si ésta termina en circuito corto o en circuito abierto. Algunas aplicaciones de lo anterior las encontramos en las líneas sintonizables que utilizamos para la determinación del patrón de voltaje de onda estacionaria, en las líneas Lecher que se utilizan en los circuitos sintonizados de los amplificadores de radiofrecuencia de alta potencia de radiodifusión y en los filtros de armónicas que exige la SCT para los sistemas de radiodifusión, entre otros.

Analizando con más detenimiento la expresión I.21, hallamos los siguientes casos:

C) Para $s = \lambda/2$, resulta $Z_s = Z_C$

D) Para $s = \lambda/4$, resulta $Z_s = \frac{Z_0^2}{Z_C}$ (I.22)

Del caso C) concluimos que la impedancia a un intervalo $\lambda/2$ o alguno de sus múltiplos es exactamente del mismo valor que el de la carga.

Para el caso D) podemos apreciar un cambio de valor de la impedancia en s en función de la impedancia de carga; esta expresión describe un *transformador de un cuarto de longitud de onda*.

Una *línea balanceada* se define como dos alambres capaces de llevar señales semejantes, simétricas con respecto a tierra y desfasadas 180° . Si en una línea uno de los cables toma referencia de tierra, se trata entonces de una *línea desbalanceada*.

Líneas de transmisión

Transformación de impedancia

En la figura I.7 se ilustra el uso de dos transformadores de impedancia para lograr un acoplamiento satisfactorio entre un transmisor y una antena que emplea una línea de transmisión desbalanceada.

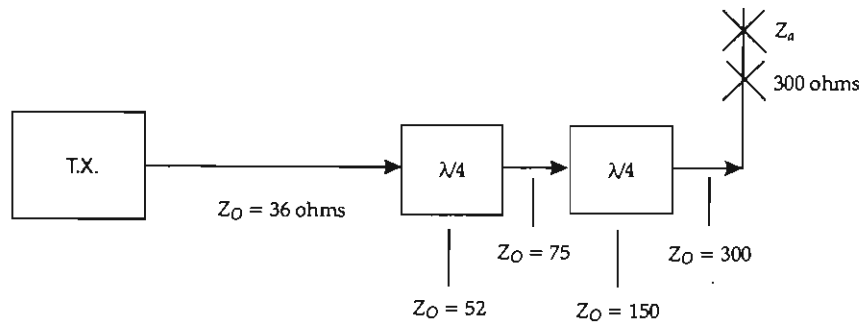


Figura I.7. Acoplamiento por medio de dos transformadores de $\lambda/4$

Variación de impedancia a lo largo de la línea de transmisión

En la figura I.8 observamos la variación de impedancia y la de voltaje de onda estacionaria en una línea de transmisión cargada con circuito corto.

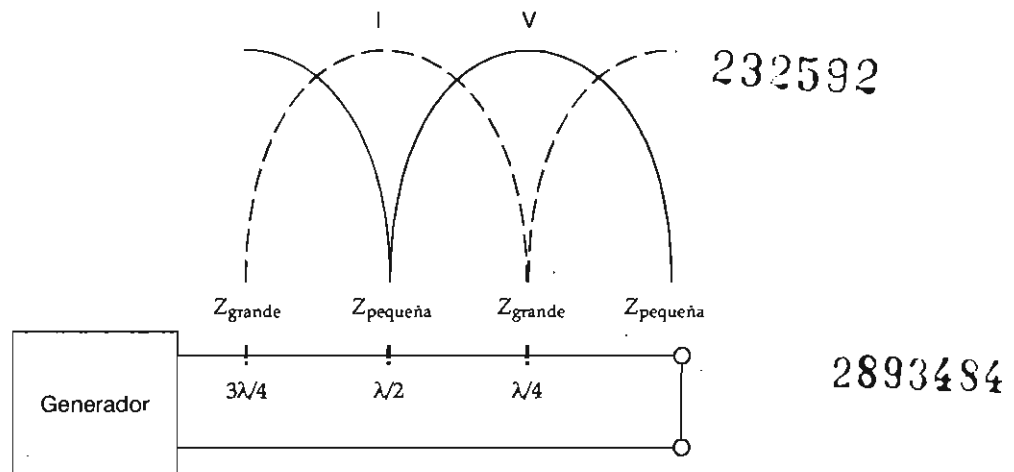


Figura I.8. Variación de Impedancia a lo largo de una línea de transmisión terminada en circuito corto

En esa figura también vemos que en la carga hay un voltaje mínimo y una corriente máxima de onda estacionaria, por lo que la impedancia resultante en ese punto es de valor pequeño.

A un cuarto de longitud de onda a partir de la carga tenemos un voltaje máximo y una corriente mínima, por lo que su impedancia es de valor alto.

En la misma figura podemos establecer el tipo de impedancia que presentará la línea de transmisión; de la carga hasta $\lambda/4$ observamos que el voltaje adelanta a la corriente, lo que se traduce en una impedancia con componente inductiva.

Lo anterior concuerda con la gráfica de variación de Z_s en función de s : aspecto importante para la construcción de la carta de Smith.

Cuando se trata de una línea de transmisión que se carga con circuito abierto, la onda estacionaria y la variación de impedancia son similares, excepto que se encuentran desplazadas $\lambda/4$ con respecto a la figura anterior.

Ejercicio I.5

Con los datos del ejercicio I.3, calcule la impedancia de un cuarto de longitud de onda.

Respuesta

$$Z(\lambda/4) = 288 + j113.45$$

Ejercicio I.6

Con los valores del ejercicio I.4, calcule la impedancia a $\lambda/4$.

Respuesta

$$Z(\lambda/4) = 33 + j43$$

I.10. CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE LÍNEAS COAXIALES Y BIFILARES

Líneas coaxiales

Supongamos una línea coaxial con las dimensiones que se muestran en la figura I.9.

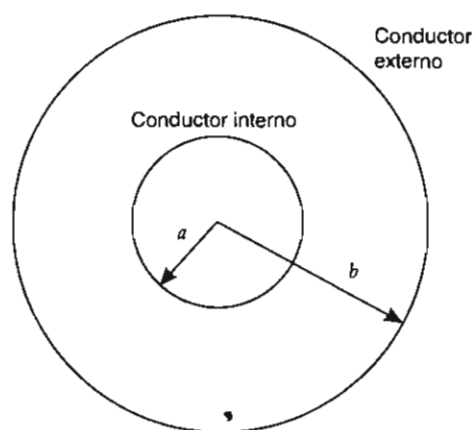


Figura I.9. Esquema básico de una línea coaxial

En este caso no consideramos el grosor de los conductores interno y externo ya que eso depende de si la línea de transmisión es flexible o rígida.

Líneas de transmisión

Las expresiones para su diseño son las siguientes:

$$L = 0.46 \mu_r \log \frac{b}{a} \quad \mu\text{H/m}; \quad C = \frac{24.1 \epsilon_r}{\log \frac{b}{a}} \quad \text{pF/m}; \quad Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{b}{a} \quad \text{ohm}$$

donde μ_r es la permeabilidad magnética relativa del material empleado para su construcción y ϵ_r la permitividad eléctrica relativa.

Líneas bifilares

En la figura I.10 se ilustra el caso de una línea bifilar cuyos conductores presentan el mismo diámetro.

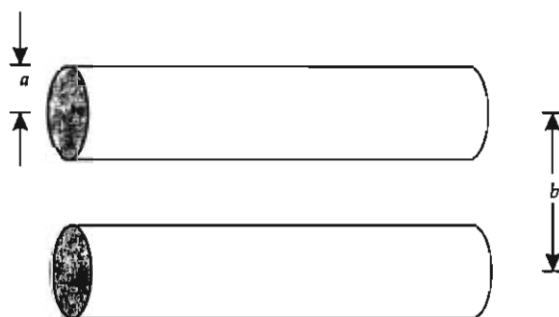


Figura I.10. Línea de transmisión bifilar

Las expresiones de diseño son:

$$L = 0.921 \mu_r \log \frac{b}{a} \quad \mu\text{H/m}; \quad C = \frac{12.06 \epsilon_r}{\log \frac{b}{a}} \quad \text{pF/m}; \quad Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{b}{a} \quad \text{ohm}$$

Para el caso de una línea bifilar con diferente diámetro de los conductores, tenemos

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{b}{\sqrt{a_1 a_2}}$$

donde a_1 y a_2 son los radios respectivos.

Los valores más comerciales de impedancia característica en líneas coaxiales son: 48, 50, 51.5, 75, 95, 125, 190, 200 y 950 ohms. Para las líneas bifilares los valores más comerciales son: 135, 150, 300, 600 y 900 ohms.

1.11. LA CARTA DE SMITH Y SUS APLICACIONES

Hasta este momento los parámetros que determinan el comportamiento de una línea de transmisión se calculan mediante operaciones matemáticas que en algunas ocasiones resultan tediosas; un

potente medio gráfico que simplifica y sustituye estas operaciones con mucha eficiencia y exactitud lo proporciona la carta de Smith.

Algunas propiedades de esta carta son:

- permite calcular la admitancia a partir de la impedancia;
- permite realizar el diseño de transformadores de cualquier longitud de onda, especialmente los de un cuarto de ésta;
- permite diseñar acoplamientos con líneas sintonizables;
- permite que se determinen los valores de impedancia de antena y de impedancias desconocidas;
- permite que se determinen los parámetros de la línea de transmisión, tales como ROE, ρ y las distancias a los mínimos y máximos de onda estacionaria.

En ocasiones, la línea de transmisión no se encuentra bien acoplada con la carga debido a que ésta no presenta la impedancia adecuada y a que la mayoría de las veces posee un valor complejo, por lo que se recomienda revisar algunos conceptos relacionados con el plano complejo, como el que se muestra en la figura I.11.

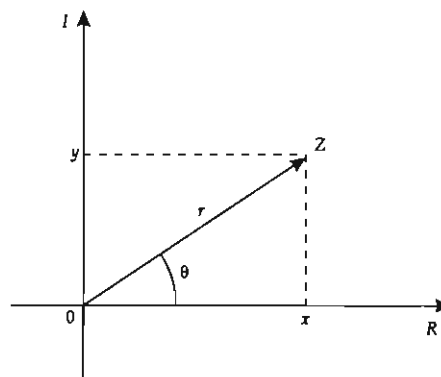


Figura I.11. Representación del plano complejo

En este plano al componente real del número complejo Z se le representa con x , mientras que a la parte imaginaria la simbolizamos con y , es decir

$$Z = x + jy$$

Al número Z también se le identifica en forma polar de la siguiente manera:

$$Z = r \cos \theta + j r \sin \theta = r(\cos \theta + j \sin \theta) = r \angle \theta$$

donde $r = (x^2 + y^2)^{1/2}$ representa la magnitud y θ la fase.

El número complejo particular que se desea representar es el coeficiente de reflexión ρ cuya magnitud varía de 0 a 1 y su ángulo de fase varía de 0 a 180° o bien de 0 a -180°; en la figura I.12 encontramos el plano en cuestión en el cual se ilustra el ejercicio I.7.

Líneas de transmisión

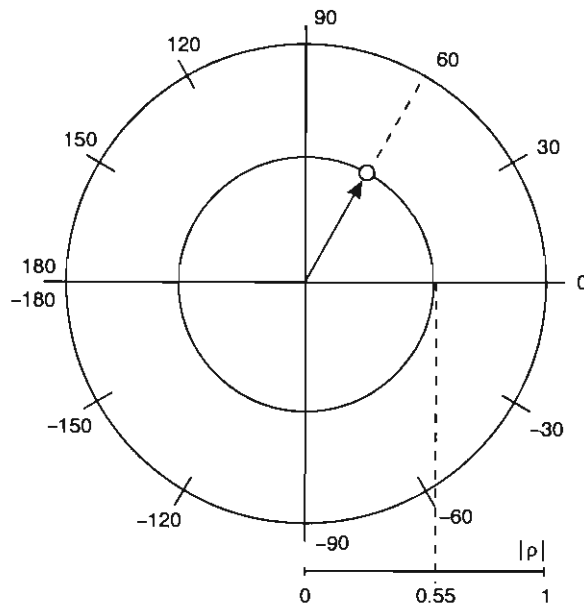


Figura 1.12. Plano del coeficiente de reflexión

Ejercicio 1.7

Ubicar el valor del siguiente coeficiente de reflexión $\rho = 0.55 \angle 60^\circ$ en el plano correspondiente.

Solución

Se toma la magnitud de ρ de la escala ubicada en el extremo inferior derecho (en la parte más alta) de la carta de Smith y se traza un círculo con centro en el origen del plano complejo (el centro corresponde al 1 marcado en la carta de Smith); a continuación se traza una recta entre el centro del plano y los 60° marcados en la escala angular. El punto de intersección de la recta y el círculo indica la ubicación del coeficiente de reflexión.

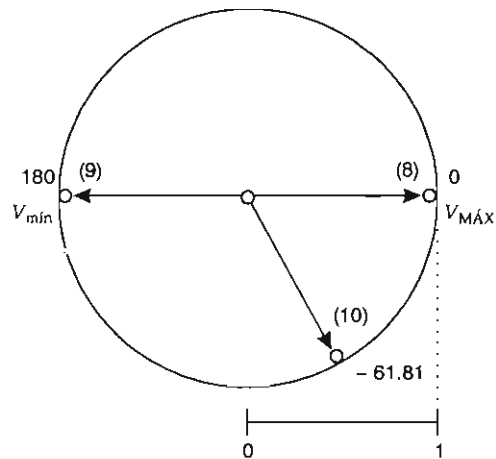


Figura 1.13. Solución a los ejercicios 1.8, 1.9 y 1.10

Ejercicio I.8

Calcular el coeficiente de reflexión cuando una línea con $Z_0 = 50$ ohms se carga con circuito abierto y ubicarlo en el plano correspondiente.

Solución

Aplicando la fórmula que ya conocemos resulta $\rho = 1 = 1 \angle 0^\circ$, en la figura I.13 tenemos su ubicación, en donde se aprecia que este punto corresponde a un voltaje máximo de onda estacionaria.

Ejercicio I.9

Calcular el coeficiente de reflexión cuando una línea con $Z_0 = 50$ ohms se carga con circuito corto, y situarlo en el plano de ρ .

Solución

Aplicando la fórmula correspondiente resulta $\rho = -1 = 1 \angle 180^\circ$; su ubicación se ilustra en la figura I.13, en donde vemos que este punto corresponde a un voltaje mínimo de onda estacionaria.

Ejercicio I.10

Calcular el coeficiente de reflexión cuando una línea de 50 ohms se carga con un capacitor de 1.9 pF trabajando a una frecuencia de 1 GHz.

Solución

Al aplicar nuestra fórmula obtenemos $\rho = 1 \angle -61.81^\circ$ para una $Z_C = -j83.76$; su ubicación también la tenemos en la figura I.13.

Anteriormente quedó demostrado que la distancia entre un voltaje mínimo y uno máximo fue de un cuarto de longitud de onda, tal como se observa en la figura I.14.

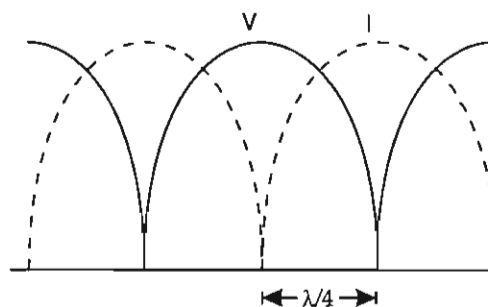
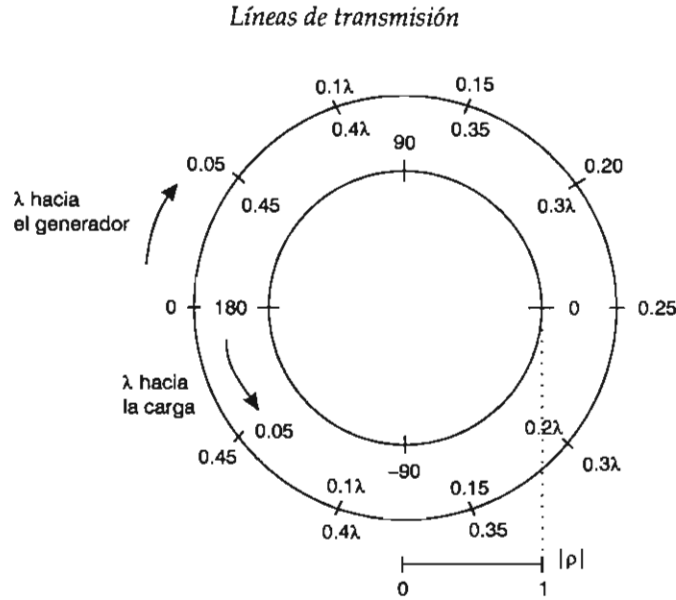


Figura I.14. Voltaje de onda estacionaria

De la figura anterior deducimos que un cambio de un voltaje máximo (0° de ρ) a un voltaje mínimo de onda estacionaria (180° de ρ) corresponde a un cambio de 90° de la onda incidente; es decir, θ cambia de posición dos veces más rápido que la fase de la onda incidente. Entonces, al



plano del coeficiente de reflexión le podemos agregar un círculo que aplique esta deducción tal como se ilustra en la figura I.15.

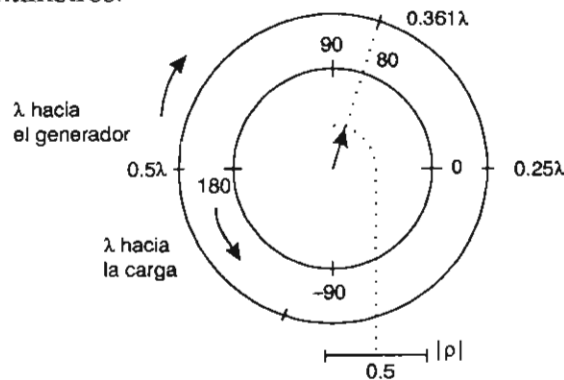
En la figura anterior observamos dos escalas de distancia en longitudes de onda: una corresponde a la dirección hacia el generador y la otra a la dirección hacia la carga (según la carta de Smith).

Ejercicio I.11

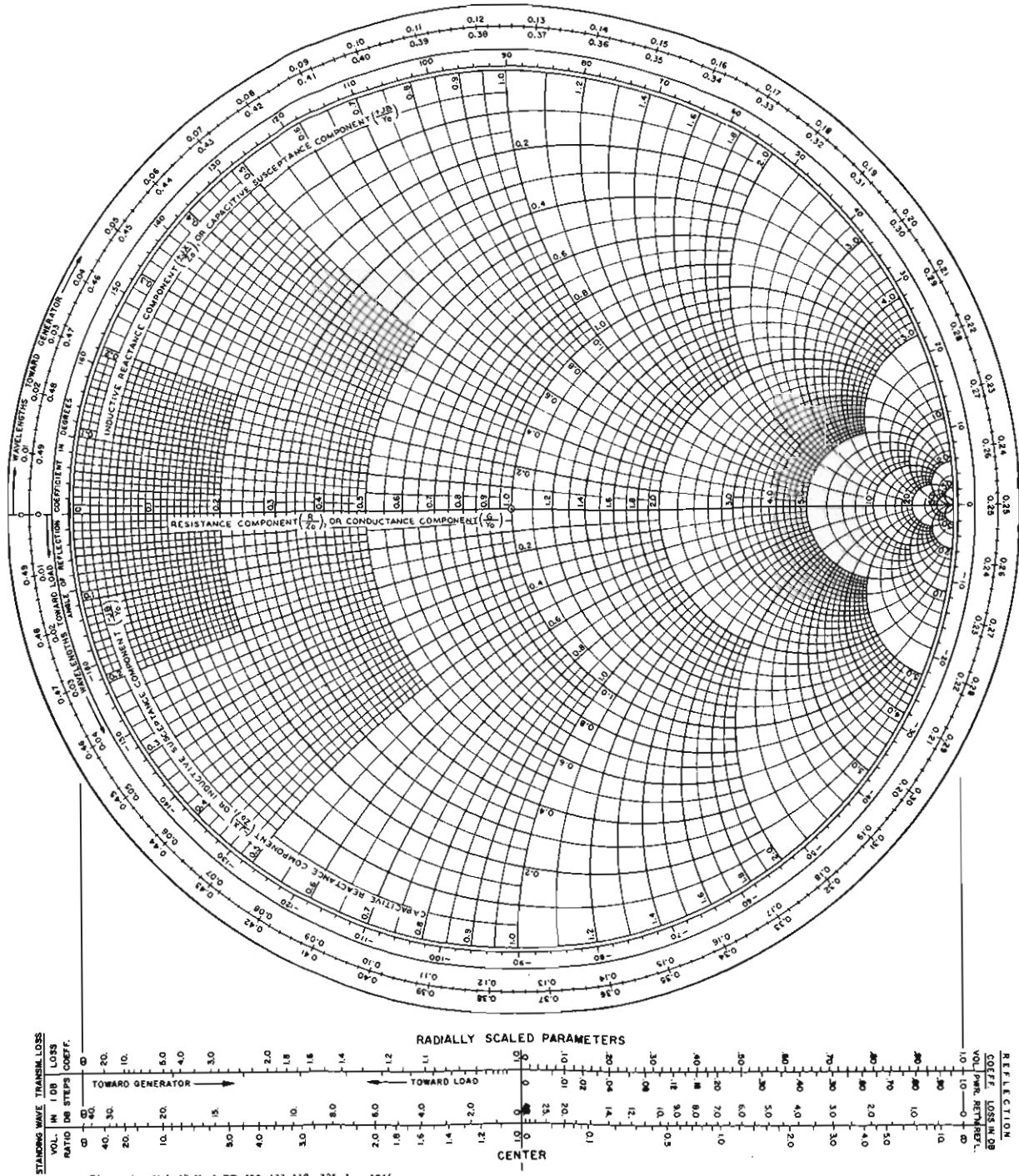
En un punto intermedio de una línea de transmisión se tiene un coeficiente de reflexión de $0.5 \angle 80^\circ$ cuando se trabaja con una frecuencia de 1 GHz. ¿A qué distancia en cm hacia la carga se encuentra el próximo mínimo de voltaje?

Solución

Primeramente se calcula la longitud de onda, que a 1 GHz corresponde a 30 cm. A continuación se ubica el coeficiente de reflexión sobre el plano de la figura I.16, y se prolonga la proyección de la línea de 80° con el centro del plano hasta cruzar el círculo de longitudes de onda hacia la carga, cuyo resultado es 0.361λ ; debido a que el voltaje mínimo se ubica en 0.5λ , la distancia por recorrer es de 0.139λ , o sea 4.17 centímetros.



IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



Electronics - Vol. 17, No. 1, PP. 130-133, 318-325, Jan. 1944

Copyright (1949) by Kay Electric Co., Pine Brook, New Jersey

Figura I.17. Carta de Smith

Smith desarrolló toda una teoría para sustentar el diseño de su carta, aquí sólo mencionamos las consecuencias de su teoría. La carta de Smith más popular es la que usa la impedancia normalizada, que aparece en la figura I.17.

Por lo general Z_C es una impedancia compleja con una parte real (resistiva) y otra imaginaria (inductiva o capacitiva). Un plano que represente estos valores tal como lo ideó Smith, lo vemos en la figura I.18.

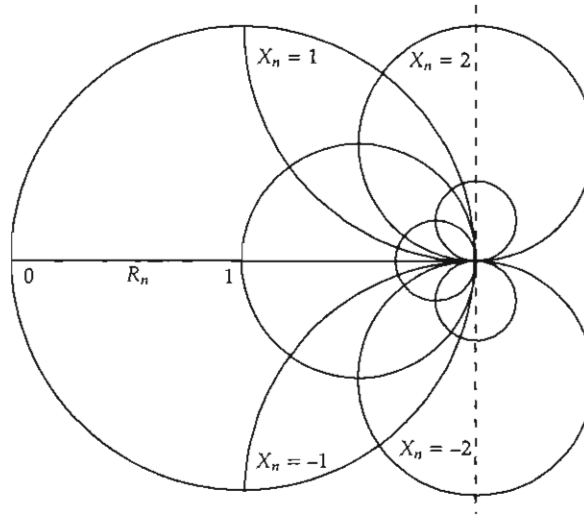


Figura I.18. Plano de impedancia

En este plano R_n representa la parte resistiva de la impedancia normalizada; sus valores van de 0 a ∞ pasando por 1 en el centro del plano, por lo que todos los centros de los círculos de esta parte resistiva descansan sobre el eje horizontal.

La componente X_n representa la parte imaginaria de la impedancia normalizada. Cuando X_n es positiva (inductiva) los centros de los círculos descansan sobre la línea vertical, tangente al lado derecho del plano, y se encuentran en la parte superior del eje horizontal. Cuando X_n es negativa (capacitiva), los centros de los círculos se encuentran abajo del eje horizontal.

En la figura I.19 apreciamos el dominio de las impedancias.

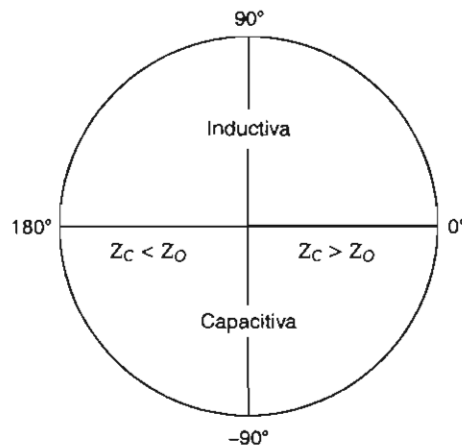


Figura I.19. Localización de impedancias

Si combinamos ahora estos círculos de impedancia normalizada con el plano del coeficiente de reflexión, obtenemos la actual carta de Smith de impedancia normalizada. Para completarla, se agrega una escala radial que dará el valor de la relación de voltaje de onda estacionaria, ya sea en voltaje o en dB, con la misma amplitud de ρ , y que se localiza en el extremo inferior izquierdo de la carta.

Además, la carta cuenta con una escala para el coeficiente de pérdida de transmisión; esta escala da un factor por el cual la pérdida calculada en dB debe multiplicarse para que pueda ser tomada en cuenta la pérdida debida a mayores voltajes y corrientes a lo largo de la línea cuando está presente la onda estacionaria.

La carta también cuenta con una escala para determinar la pérdida por reflexión, que se lee directamente sobre la escala más inferior del lado derecho de la carta.

Ejercicio I.12

Una línea de 50 ohms de impedancia característica con una longitud de $\lambda/4$ se carga con una impedancia de $20 + j100$. Determine su impedancia de entrada.

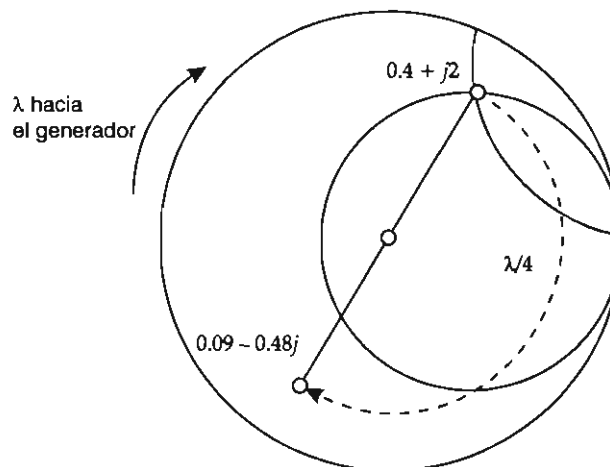


Figura I.20. Solución al ejercicio I.12

Solución

Primero se normaliza la impedancia de carga que corresponde a $0.4 + j2$ y se ubica en el punto correspondiente al cruce de los círculos apropiados (figura I.20). A continuación este punto hace un giro de $\lambda/4$ (medio círculo punteado sobre la carta) hacia el generador, para encontrar la impedancia normalizada a la entrada de la línea, que resulta de $0.09 - 0.48j$; este valor se multiplica por 50 para encontrar la impedancia de entrada.

Ejercicio I.13

Determine el coeficiente de reflexión cuando una línea de transmisión de 50 ohms se carga con una impedancia de $25 + j35$.

Líneas de transmisión

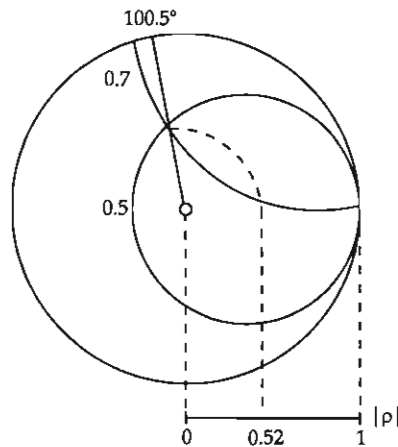


Figura I.21. Solución al ejercicio I.13

Solución

Primero se normaliza la impedancia de carga que resulta de $0.5 + 0.7j$ y se le ubica en la carta de Smith, tal como se muestra en la figura I.21. Se toma la magnitud de la distancia entre este punto y el centro de la carta y se traslada a la escala correspondiente. Para determinar el ángulo se prolonga esta magnitud hasta que cruce con la escala angular y se lee directamente su valor; de donde resulta $\rho = 0.52 \angle 100.5^\circ$.

Ejercicio I.14

Calcule la ROE cuando una línea de transmisión de 50 ohms se carga con $27.5 + 50j$.

Solución

Se normaliza la impedancia de carga que resulta de $0.55 + j$ y se le ubica en la carta de Smith, tal como se muestra en la figura I.22. Se toma la magnitud de la distancia entre este punto y el centro de la carta y se traslada a la escala correspondiente, de donde resulta $ROE = 4$.

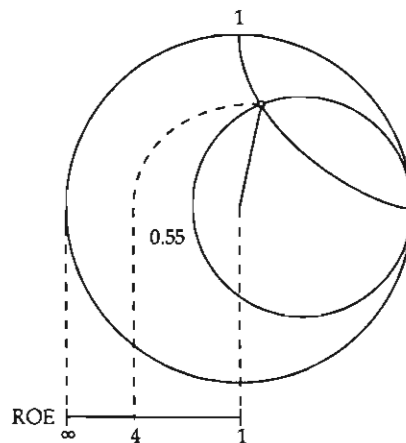


Figura I.22. Solución al ejercicio I.14

Ejercicio I.15

Un voltaje mínimo se encuentra a 0.3λ de la terminación de una línea ranurada, con una ROE = 2. ¿Cuál es el ángulo del coeficiente de reflexión en la terminación?, ¿cuál es la impedancia de carga?

Solución

La posición del voltaje mínimo se identifica sobre la carta de Smith (en $R_n = 0$ de la figura I.23), a continuación se hace un giro de 0.3λ hacia la carga y desde ahí se traza una recta hacia el centro de la carta. Se toma una magnitud de 2 para la escala de ROE, se ubica sobre la recta a partir del centro de la carta para encontrar la solución al problema planteado y da como resultado: $\rho = 0.33 \angle 36^\circ$, $Z_n = 1.57 + 0.7j$ o bien $Z_C = 78.5 + 35j$.

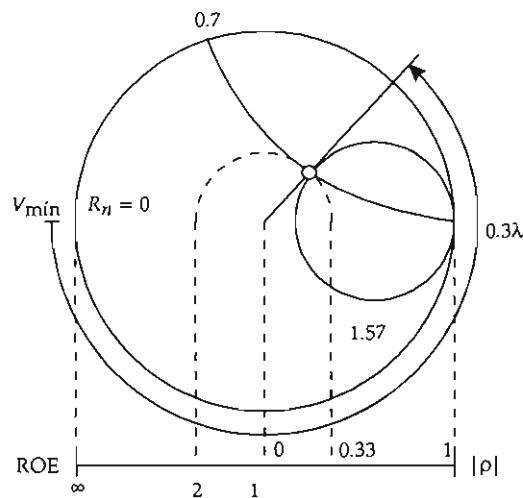


Figura I.23. Solución al ejercicio I.15

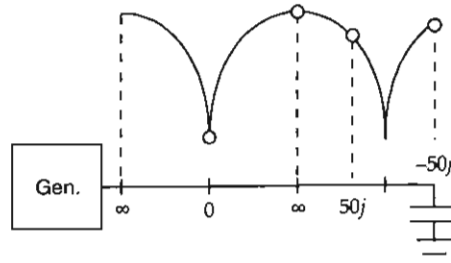
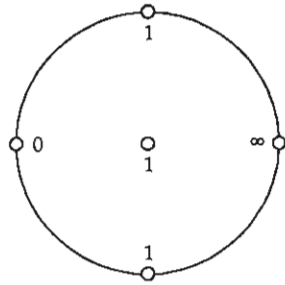
Variación de impedancia a lo largo de la línea

En la figura I.24 se muestra la variación de impedancia que se refleja a lo largo de la línea de transmisión cuando ésta presenta diferentes valores de impedancia de carga. En el primer caso se carga la línea con la impedancia $-50j$; en el segundo, con $50 + 50j$; en el tercero se carga con 75 ohms y en el cuarto y último, con 50 ohms.

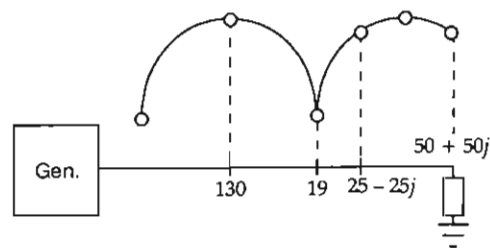
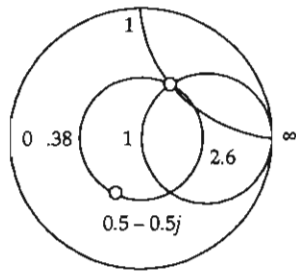
Observamos que conforme la carga se va aproximando al valor de la impedancia característica de la línea, el círculo de variación de impedancia tiende hacia el centro de la carta y, además, la amplitud del voltaje de onda estacionaria también tiende a disminuir hasta llegar a ser una recta (veáanse los esquemas del lado derecho de la figura I.24).

Líneas de transmisión

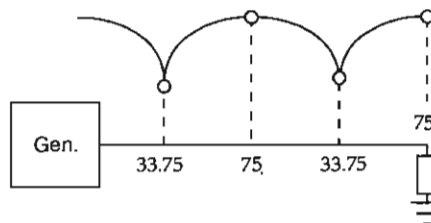
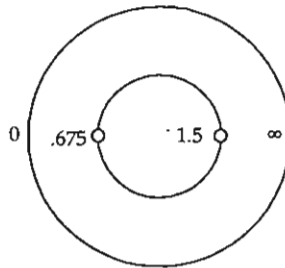
1er. caso. $Z_C = -50j$



2o. caso. $Z_C \approx 50 + 50j$



3er. caso. $Z_C = 75 \text{ ohms}$



4o. caso. $Z_C = 50 \text{ ohms}$

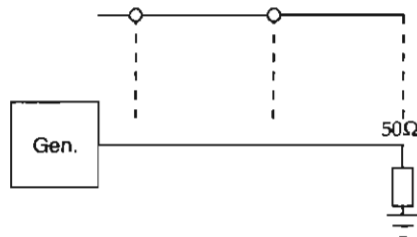
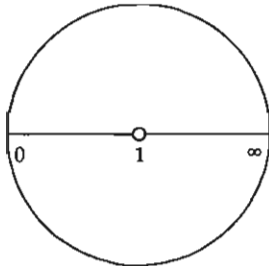


Figura I.24. Variación de impedancia en la línea

Cálculo de transformadores de $\lambda/4$

La carta de Smith también permite calcular transformadores de un cuarto de longitud de onda, como se aprecia en el siguiente ejercicio.

Ejercicio I.16

Se tiene un transmisor que se carga con una impedancia de 100 ohms por medio de una línea de transmisión de 50 ohms. Si se utiliza un transformador de $\lambda/4$, ¿qué impedancia se refleja a la entrada del transformador?

Solución

La impedancia de carga normalizada resulta de 2 y se le ubica en la carta de Smith. A continuación se hace un giro de $\lambda/4$ hacia el generador, tal como se ilustra en la figura I.25; se lee el nuevo valor de impedancia normalizada que resulta de 0.5 y se desnormaliza, lo que da como resultado 25 ohms de impedancia de entrada del transformador.

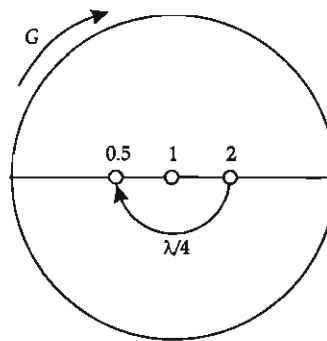


Figura I.25. Solución al ejercicio I.16

Transformación de impedancia a admitancia

Por medio de la carta de Smith también se puede determinar la admitancia a partir de un valor de impedancia como se muestra en el siguiente ejercicio.

Ejercicio I.17

Calcular la admitancia de carga a partir de la impedancia de carga $20 - 20j$.

Solución

Se normaliza la impedancia de carga que resulta de $0.4 - 0.4j$ y se ubica en la carta de Smith. Se hace un giro de $\lambda/4$ hacia el generador sobre el círculo de variación de impedancia y se lee directamente el valor de la admitancia normalizada que resulta de $1.25 + 1.25j$, como se ilustra en la figura I.26.

Líneas de transmisión

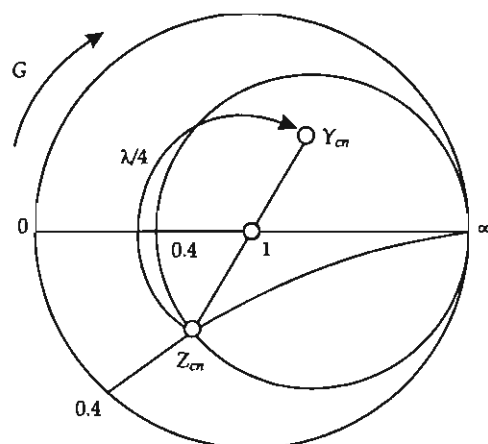


Figura 1.26. Solución al ejercicio 1.17

Acoplamiento de una antena con la línea de transmisión en un transmisor

Si la antena tiene una impedancia compleja, hay tres posibilidades para un buen acoplamiento:

Primera. Si la parte real de la impedancia de la antena es del mismo valor que la impedancia de la línea, la parte reactiva se puede eliminar con el propio circuito de acoplamiento del sistema de transmisión.

Segunda. Solución serie. A la parte reactiva de la antena se le puede eliminar colocando en serie una línea sintonizable (Lecher) con el valor respectivo; la parte real se adapta con un transformador de $\lambda/4$.

Tercera. Solución paralelo. El acoplamiento se logra por medio de una línea sintonizable (Lecher) en paralelo con la línea de transmisión colocada a una distancia S y de longitud L , como se ilustra en la siguiente sección.

Acoplamiento de una carga con la línea de transmisión por medio de líneas ajustables sintonizables en paralelo, haciendo uso de la carta de Smith

En el siguiente ejercicio se hace una descripción completa del cálculo de la línea sintonizable paralelo por medio de la carta de Smith.

Ejercicio 1.18

Se tiene un transmisor conectado a una antena cuya impedancia es de $20 - 20j$, utilizando una línea de transmisión de 50 ohms. Calcular la distancia a la que se debe colocar la línea sintonizable paralelo así como su longitud para lograr la máxima transferencia de energía, si se trabaja a la frecuencia de 3 GHz.

Solución

Se recomienda usar una línea sintonizable en circuito corto ya que la línea sintonizable en circuito abierto es difícil de lograr, además de que puede presentar pérdidas por radiación.

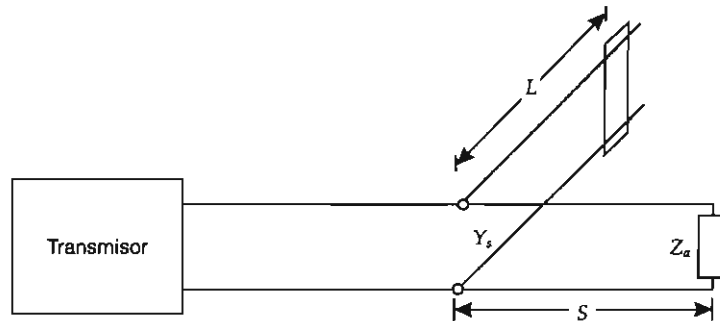


Figura I.27. Esquema de la línea en paralelo

Primeramente se normaliza la impedancia de la antena que resulta de $0.4 - 0.4j$ y se le ubica en la carta de Smith (punto I) de la figura I.28.

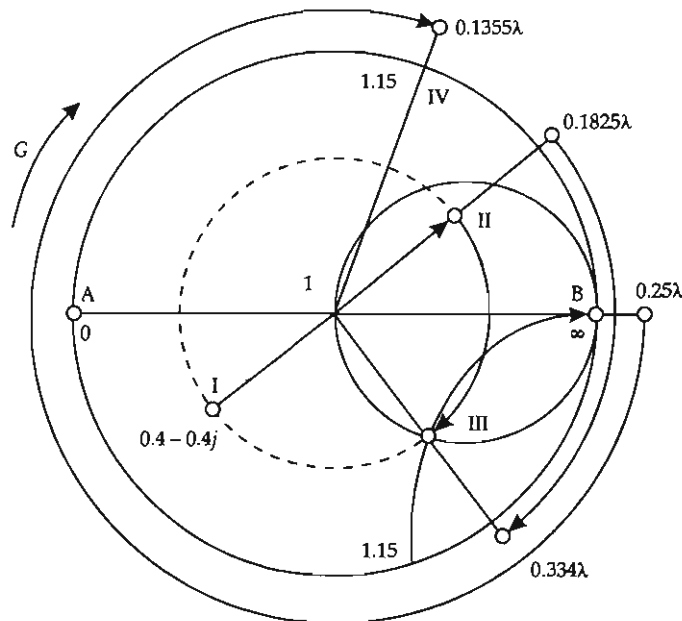


Figura I.28. Solución al ejercicio I.18

Se hace uso de admitancias ya que la línea sintonizable se pondrá en paralelo con la línea de transmisión.

La admitancia normalizada es $1.25 + 1.25j$ (punto II sobre la figura I.28). Se ubica la admitancia normalizada y se recorre sobre el círculo de admitancia hacia el generador hasta encontrar la distancia S a la cual se tiene una conductancia de valor unitario con algún valor de susceptancia. Se hace el recorrido sobre el círculo punteado en la figura I.28 para encontrarnos con que es el punto III con una admitancia de $1 - 1.15j$.

De lo anterior se observa que el recorrido se hizo desde 0.1825λ hasta 0.334λ , o sea que la distancia S a la que se colocará la línea sintonizable será

$$S = 0.334\lambda - 0.1825\lambda = 0.1515\lambda = 1.515 \text{ cm}$$

Para la longitud de la línea sintonizable se procede en forma similar. Dado que la línea sintonizable está en circuito corto, su impedancia en el extremo distal es 0; por consiguiente la impedancia normalizada es 0, y su admitancia normalizada es ∞ , tal como se ubican en la carta de Smith con las letras *A* y *B* respectivamente.

Para lograr la máxima transferencia de energía, a la admitancia del punto III, que es de $1 - 1.15j$, hay que sumarle una admitancia de $0 + 1.15j$ para obtener finalmente una admitancia normalizada de 1; esto se logra si se gira *B* hacia el generador hasta encontrar una susceptancia de $+ 1.15j$, que es el punto IV.

Se observa que la longitud de la línea sintonizable será

$$L = 0.25\lambda + 0.1355\lambda = 0.3855\lambda = 3.855 \text{ cm}$$

Ejercicio I.19

Se desea acoplar una carga de 25 ohms a un transmisor que usa una línea de transmisión de 50 ohms; calcule la línea sintonizable paralelo adecuada.

Solución

Se sigue un procedimiento similar al realizado en el ejercicio anterior, obteniéndose $S = 0.0975\lambda$ y $L = 0.347\lambda$, como se muestra en la figura I.29, o bien se puede diseñar un transformador de $\lambda/4$ con una impedancia característica de 35.1 ohms.

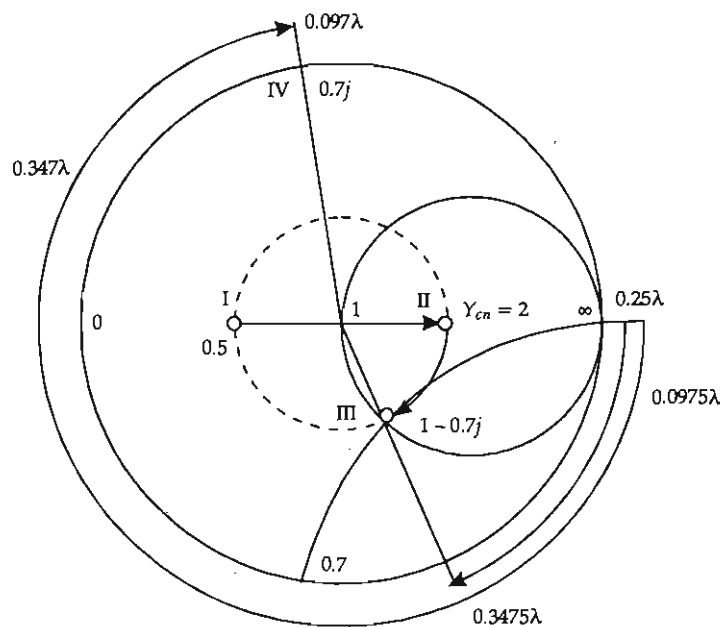


Figura I.29. Solución al ejercicio I.19

I.12. EL MEDIDOR DE RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (ROE)

Con el objeto de determinar el grado de acoplamiento entre la línea de transmisión y la antena, algunos transmisores cuentan con un dispositivo denominado reflectómetro que mide el voltaje incidente y el voltaje reflejado; con estos valores se puede calcular la ROE. También existen medidores que directamente dan la lectura de ROE tal como el tipo 1234 de General Radio que se describe a continuación.

El medidor de ROE es un amplificador de bajo ruido sintonizado a 1 kHz y calibrado para usarlo con detectores de ley cuadrada. Su principal propósito es hacer mediciones de relación de voltaje de onda estacionaria usando una línea ranurada que tenga un diodo de ley cuadrada; también se pueden hacer mediciones de pérdida de inserción y detección de nulos para mediciones de impedancia.

El instrumento está diseñado para usarse con una fuente estable de RF capaz de ser modulada en amplitud al 100% por una señal cuadrada de $1\text{ kHz} \pm 20\text{ Hz}$.

El diagrama básico en bloques de este tipo de instrumento se muestra en la figura I.30.

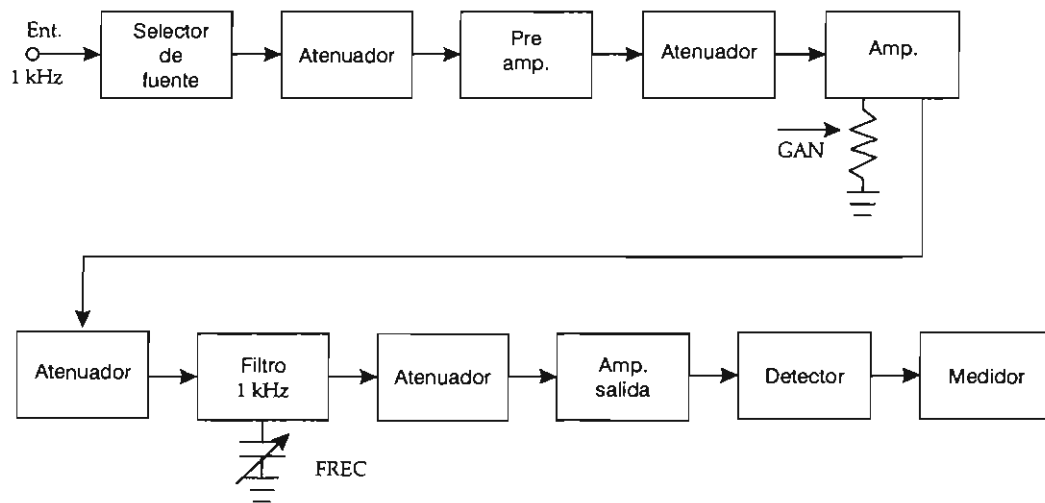


Figura I.30. Diagrama en bloques del medidor de ROE

El selector de fuente es un conmutador que permite acoplar la señal de entrada de 1 kHz proveniente de una fuente de 200 ohms, 2 kohms o 20 kohms al transformador de entrada del primer atenuador.

Los dos primeros atenuadores permiten seleccionar hasta 45 dB de atenuación de señal, en incrementos de 5 dB.

Los dos segundos atenuadores permiten agregar o substraer 5 dB de atenuación en incrementos de 1 dB del total de atenuación proporcionada por los dos primeros atenuadores.

La ganancia del instrumento se hace por medio del control indicado que permite el ajuste grueso y fino.

El filtro de 1 kHz acepta la señal que ha sido utilizada para modular la señal portadora del generador de RF. En el caso de que dicha señal moduladora no sea de 1 kHz, el instrumento cuenta con un capacitor electrónico variable con el cual se ajusta el filtro a la señal moduladora.

El amplificador de salida es una etapa con alta impedancia de entrada y actúa como fuente excitadora de corriente para el detector cuyo voltaje de salida es proporcional a la potencia detectada, además de que excita al medidor analógico.

BIBLIOGRAFÍA

ARTÍCULOS Y REPORTES DE INVESTIGACIÓN

- Daura, F., "El ruido en los sistemas digitales. Los cables", *Mundo Electrónico*, núm. 182, 1988, pp. 53-61.
Saito, S., "Numerical Analysis of Active Transmission Line", *Electronics and Communications in Japan*, vol. 60-B, núm. 11, 1977, pp. 76-85.

MANUALES

- Andrew Corp., *Antenna Systems*, catálogo 31.
General Radio Co., *Type 874-LBB. Slotted Line*, 1966.
———, *Type 1234 Standing Wave Meter*, 1968.

LIBROS Y NOTAS DE APLICACIÓN

- Chipman, *Líneas de transmisión*, Mc Graw-Hill Book Schaum's, 1982.
Hewlett Packard, "Application note 117-1", en *Microwave Network Analyzer Applications*, cap. I.
———, "Application note 235", en *An Introduction to Balanced Circuits an Impedance Matching*.
ITT, *Datos de referencia para ingenieros de radio*, México, CECSA, 1990, caps. 3 y 20.
L. M. Ericsson, *Telephony. An Introductory Survey*, libro 1, 1980.
N.A.B., *Engineering Handbook*, 6a. ed., 1975, cap. 12, pp. 283-305.
Pipes, H., *Applied Mathematics for Engineers and Physicists*, McGraw-Hill Book, 1970, pp. 458-464.
Salmerón, M., *Líneas de transmisión, guías de onda y fibras ópticas*, México, Trillas, 1981, pp. 15-83.
Temes, L., *Comunicación electrónica*, McGraw-Hill Book Schaum's, 1982, cap. 6, pp. 99-119.
Wheeler, G., *Introduction to Microwaves*, Prentice-Hall, 1964, caps. 2, 5 y 6.

CAPÍTULO II

ANTENAS

II.1. INTRODUCCIÓN A LAS ANTENAS

LA ANTENA FUE IDEADA POR EL RUSO Popoff en 1895 cuando usaba el tubo de limaduras de Branly para detectar la presencia de tormentas lejanas. En 1896 y 1897 Marconi empleó los mismos elementos, aunque su objetivo era recibir señales eléctricas.

Una antena es un conductor o grupo de conductores de un sistema de comunicación utilizado para radiar energía electromagnética con información, o a veces para captar también esa energía; de acuerdo con esta definición las antenas se clasifican en dos grandes grupos: transmisoras y receptoras, tal como se ilustra en la figura II.1.

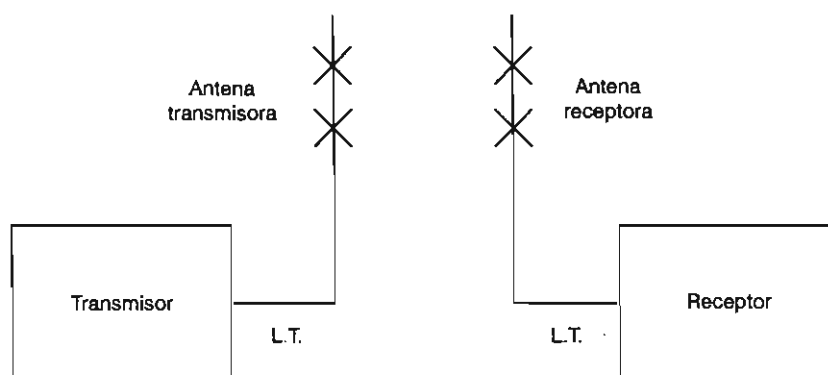


Figura II.1. Sistema abierto de comunicación que emplea antenas

Tanto la antena transmisora como la receptora tienen características iguales, por lo que se establece el “principio de reciprocidad”; esto es, que una antena se puede usar tanto para recibir como para transmitir energía con información.

Por sus efectos direccionales, las antenas también se clasifican en: *a)* direccionales: cuando la energía que captan o emiten hacia una determinada dirección tiene más concentración que hacia cualquier otra; y *b)* omnidireccionales: cuando la energía que transmiten o que reciben es la misma en cualquier dirección.

Naturaleza de la onda electromagnética

De acuerdo con las ecuaciones de Maxwell y el vector de Umov-Poynting, la onda electromagnética es el resultado de los campos eléctrico y magnético que varían en el tiempo y se relacionan uno y otro de tal manera que forman ángulos rectos en cualquier plano perpendicular de la dirección a

la que se propaguen. Su velocidad de transmisión depende del medio y en el aire libre es de aproximadamente 3×10^8 m/s.

La polarización de la onda electromagnética la define la dirección del campo eléctrico.

Se dice que la onda electromagnética tiene polarización lineal cuando el campo eléctrico describe una línea recta en un plano perpendicular a la dirección de propagación. Si el campo eléctrico gira 360° en el plano perpendicular a la dirección de propagación para cada longitud de onda, producirá una elipse, por lo que entonces se hablará de polarización circular.

Dado que la propagación de la onda electromagnética resulta afectada por muchos factores que incluyen la frecuencia, la distancia, la altura de las antenas, la curvatura de la tierra, las condiciones atmosféricas, la conductividad de la tierra, la difracción de la tierra, y la presencia de colinas y edificios, podemos considerar que la energía radiada se encuentra atrapada en un ducto o guía de onda entre la tierra y la máxima altura de radiopropagación: a este fenómeno se le conoce como *propagación guiada*.

La trayectoria de una onda electromagnética no siempre es en línea recta, excepto para el caso ideal de una atmósfera uniforme. La trayectoria de transmisión puede desviarse hacia arriba o hacia abajo, dependiendo de las condiciones atmosféricas.

Cuando las condiciones cambian continuamente se producen alteraciones en el nivel de señal, lo que da origen al fenómeno conocido como *desvanecimiento*.

Los niveles medianos de señal son más altos en climas húmedos y calientes que en climas fríos y secos; se estima una variación estacional de ± 10 dB o más de la media anual.

Onda de tierra y onda de cielo

En un sistema abierto de comunicación es importante clasificar las ondas electromagnéticas de acuerdo con sus trayectorias de propagación. Cuando la energía se propaga sobre la superficie de la tierra se le conoce como *onda de tierra*, que incluye la transmisión directa sobre la línea de vista y la transmisión de ondas reflejadas de la tierra.

La onda de cielo ocurre cuando la energía transmitida se refleja hacia la antena receptora, ya sea por medio de la ionosfera o de la troposfera. Generalmente la onda se refleja en la capa E de la ionosfera, que es la capa ionizada más baja y se encuentra aproximadamente a 110 km sobre la tierra; durante el día baja aún más que en la noche.

Bandas de operación

El tipo, las características y las dimensiones de una antena dependen en gran medida de la frecuencia o banda de frecuencias a las que va a trabajar, por lo que es importante recordar las bandas normales de frecuencia autorizadas por la SCT que se muestran en el cuadro II.1.

En muy baja frecuencia (MBF), la onda de tierra presenta baja atenuación, mientras que la onda de cielo tiene muy buena reflexión; de aquí que esta banda resulte muy útil en sistemas de comunicación de gran alcance, aunque la propagación se vea afectada por tormentas magnéticas y manchas solares.

En baja frecuencia (BF) aumenta la atenuación de la onda de tierra y, durante el día, aumenta la absorción espacial en el extremo alto de esta banda.

En frecuencias medias (FM) las antenas empleadas proporcionan buena cobertura por medio de la onda de tierra, logrando distancias de 160 km; más allá de este alcance la cobertura es posible en la noche por medio de la onda de cielo.

CUADRO II.1. *Bandas de frecuencia*

<i>Banda</i>	<i>Frecuencia</i>	<i>Longitud de onda</i>
MBF	3 kHz-30 kHz	100 km-10 km
BF	30 kHz-300 kHz	10 km-1 km
FM	300 kHz-3 MHz	1 km- 100 m
AF	3 MHz-30 MHz	100 m-10 m
MAF	30 MHz-300 MHz	10 m-1 m
UAF	300 MHz-3 GHz	1 m-10 cm
SAF	3 GHz-30 GHz	10 cm-1 cm
EAF	30 GHz \rightarrow	≤ 1 cm

En alta frecuencia (AF) la onda de tierra tiene poca cobertura, por lo que se emplea la onda de cielo para cubrir grandes distancias.

En muy alta frecuencia (MAF) no es posible la comunicación por onda de cielo, de ahí que su transmisión se restrinja a la onda de tierra con alcance a la línea de vista.

En la banda de ultra alta frecuencia (UAF) hay gran absorción, además de que la onda se refracta permitiendo una transmisión más allá del horizonte óptico.

Parte de las bandas de super alta frecuencia (SAF) y extra alta frecuencia (EAF) está reservada para comunicación por satélite, radionavegación, radiodifusión y algunos otros servicios.

II.2. LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COMO ANTENA

Altshuler demostró que la antena dipolo puede considerarse como una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda.

En la figura II.2a se muestra una línea de transmisión terminada en circuito abierto (impedancia muy grande) con su respectiva distribución de voltaje y de corriente de onda estacionaria, hasta $\lambda/4$ hacia la carga. A esta distancia de $\lambda/4$ se considera que se tiene un transformador de $\lambda/4$ y que presenta a su entrada una impedancia baja con valor resistivo aproximadamente igual a la impedancia característica de la línea.

Si las puntas de la línea de transmisión terminada en circuito abierto se giran hacia afuera, como se ilustra en la figura II.2b, se forma lo que se conoce como un dipolo de $\lambda/2$.

El campo eléctrico, en ángulo recto y que se une en ambos lados de la línea de transmisión, se extiende también hacia afuera formando círculos en todos los planos y pasando por el eje del dipolo, como se muestra en la figura II.2c. El campo magnético que en la línea de transmisión rodea a los alambres separados y tiende a que se cancelen uno y otro debido a las direcciones opuestas del flujo de corriente en los alambres, aparece ahora como círculos alrededor de todo el dipolo, tal como se ilustra en la figura II.2d.

Si la longitud del dipolo es de $\lambda/2$ a la frecuencia de la señal aplicada, en cierto sentido se transforma en un resonador con energía reflejada desde los extremos del radiador y establece ondas estacionarias. La energía se almacena alternativamente en los campos eléctrico y magnético.

En alta frecuencia, los campos así formados no tienen tiempo para colapsarse completamente antes de que se presenten otros campos de polaridad opuesta. El resultado es que las porciones externas del campo nunca regresan ya que se propagan fuera del área cercana a la antena; a estas

Introducción a los medios de transmisión

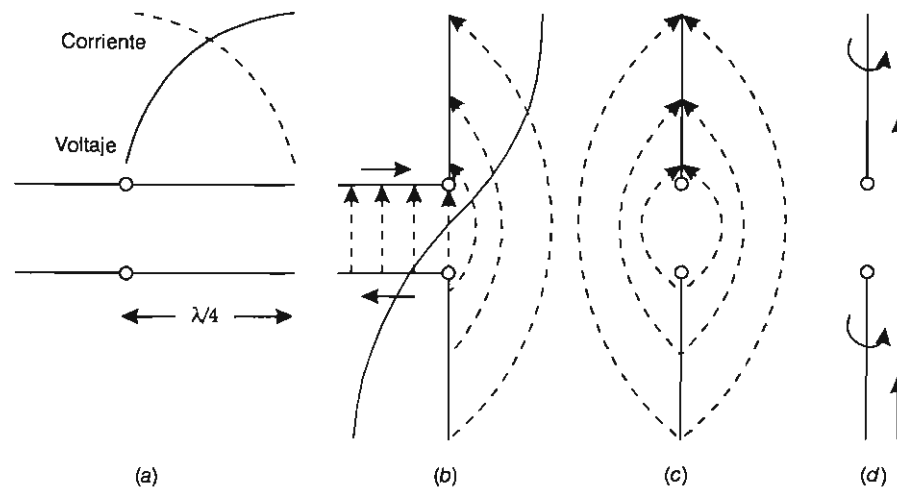


Figura II.2. La línea de transmisión como antena

porciones se les conoce como región del *campo de inducción* y se alejan para formar el *campo de radiación*.

Al cociente entre la energía almacenada y la energía disipada se le conoce como Q del circuito de antena. Al igual que cualquier circuito, contiene L , C , y R , y es una función de la relación entre la reactancia inductiva del circuito y la resistencia.

La antena dipolo de la figura II.2b es resonante a la frecuencia fundamental de la señal aplicada; también puede ser resonante a cualquier frecuencia armónica impar conservando la simetría de distribución de voltaje y corriente, siempre y cuando la señal alimentada se aplique en la parte central del dipolo.

II.3. CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS

Las principales características que hacen válido el "principio de reciprocidad" son:

Frecuencia de resonancia

Todo tipo de antena, ya sea transmisora o receptora, presenta unas dimensiones físicas tales que a determinada frecuencia se comporta como un circuito resonante serie sin componente reactiva (figura I.6). Si la antena presenta una longitud física de $\lambda/4$, se le denomina tipo Marconi; en cambio, si la antena tiene una longitud física de $\lambda/2$ se le denomina antena tipo Hertz.

Las antenas que hasta aquí hemos mencionado son resonantes a la frecuencia correspondiente de la longitud de onda. En la figura II.3 se ilustran ambas antenas con su distribución de voltaje y corriente.

Una antena de $\lambda/2$ que resuena a la frecuencia f_0 presenta una impedancia Z_a . Esta misma antena también resuena a $3f_0$ y se comporta como una antena de $3\lambda/2$ a esa misma frecuencia y presenta asimismo la misma impedancia Z_a . Este aspecto resulta muy importante para el diseño de antenas multibanda.

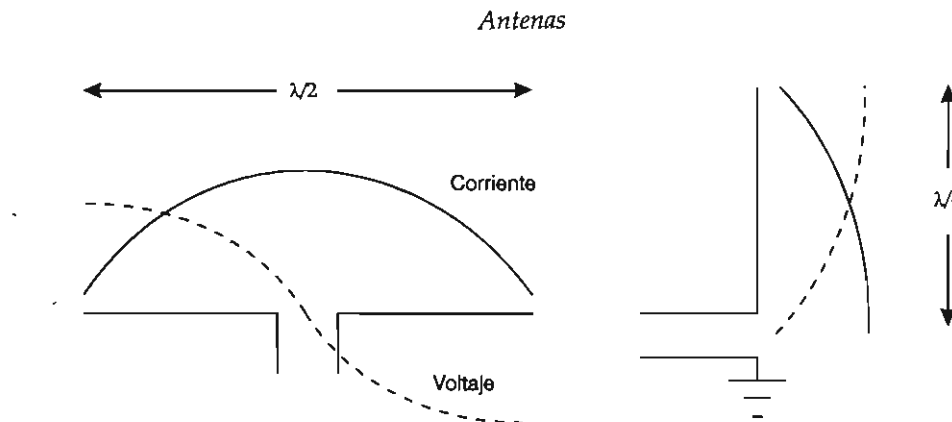


Figura II.3. Antenas Hertz y Marconi

Ganancia de antena

La ganancia de antena es el cociente entre el máximo flujo de potencia por unidad de ángulo sólido desde la antena bajo prueba y el máximo flujo de potencia de un radiador (isotrópico) sin pérdidas, polarizados en la misma dirección con la misma potencia de entrada cuando las mediciones se realizan en la región de Fraunhofer.

La región de Fraunhofer o campo lejano se extiende más allá del punto donde la distancia entre transmisor y receptor es $\frac{2a^2}{\lambda}$; donde a es la longitud de la porción de radiación de la antena y λ es la longitud de onda.

La ganancia de antena depende de la potencia concentrada en la dirección de máxima radiación y de las pérdidas de la antena, que incluyen la óhmica y otras como la energía radiada a direcciones diferentes de la deseada. En radiodifusión se acostumbra medir la ganancia de antena a una distancia de 1 609 m con una potencia de excitación de un kilowatt.

Se ha aceptado universalmente que la polarización de las antenas la dictamina la dirección del campo eléctrico.

Directividad

Es una función del patrón de radiación y está definida por la siguiente expresión: $D = \frac{P_O}{P_M}$, donde

P_O es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una dirección dada y P_M es la potencia media radiada por unidad de ángulo sólido. El patrón de radiación es una representación gráfica de la radiación de una antena o de un sistema direccional de antena, como función de la dirección. Los sistemas de antenas generalmente presentan patrones de radiación horizontal y vertical. En la figura II.4 se ilustran los patrones de radiación en una antena de varios elementos para radiación omnidireccional de uso común en radiodifusión.

El patrón de radiación horizontal es un esquema relativo de la radiación hacia todas las direcciones alrededor de la antena. El centro del patrón de radiación es usualmente un pequeño círculo o punto que se observa en la vista aérea de la antena; el patrón se dibuja en intensidad de campo relativa como función del ángulo de azimut.

Cuando se trata de una antena transmisora de radiodifusión, la SCT establece que el patrón de radiación horizontal se grafique en coordenadas polares con referencia al norte verdadero.

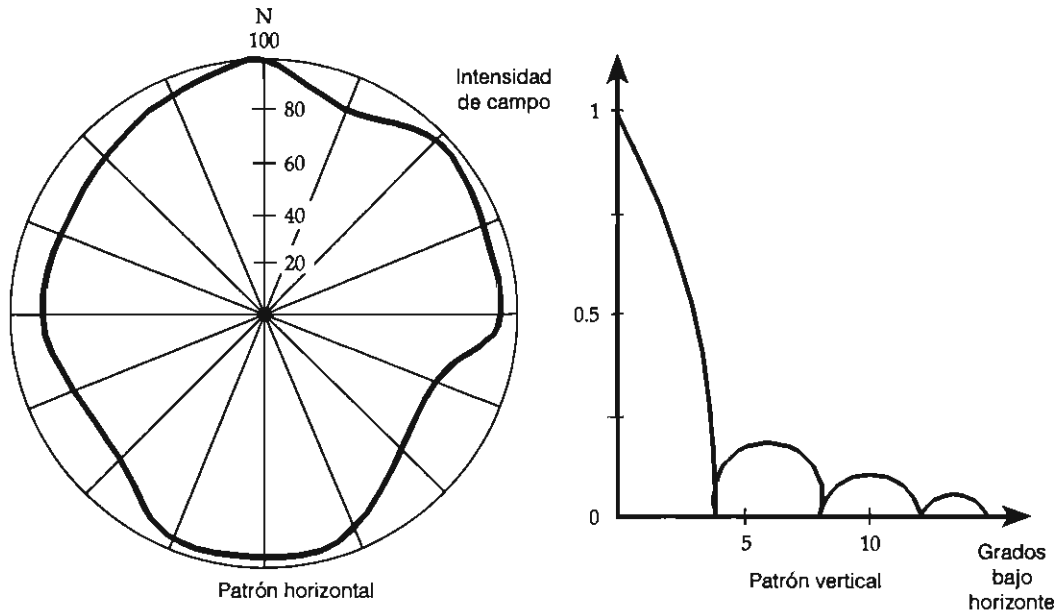


Figura II.4. Patrones de radiación horizontal y vertical de una antena omnidireccional

En el patrón de radiación horizontal se debe considerar la clase de estación, la intensidad de campo en mV/m a 1 609 m del origen y la potencia efectiva radiada (en dBK) en cada dirección.

El patrón de radiación puede presentar configuraciones especiales de acuerdo con la cobertura y el servicio solicitado; un ejemplo es la antena direccional tipo Vivaldi que presenta un ancho del haz entre 45° y 85° cuando se trabaja de 10 GHz a 20 GHz.

En otras ocasiones, cuando se desean reducir los lóbulos laterales en una antena direccional, se usa el recurso de doblar los extremos de la antena; en los sistemas direccionales se modifica el desfase entre los elementos radiadores. En la antena omnidireccional, la SCT permite una variación de ± 3 dB en la circularidad del patrón de radiación horizontal.

Una presentación más común del patrón de radiación vertical la vemos en la figura II.4: una sección transversal de la radiación relativa en un plano vertical a lo largo de cualquier dirección dada desde la antena. El patrón vertical presenta un lóbulo mayor o haz principal que radia la mayor parte de energía de radiofrecuencia; también tiene algunos lóbulos menores.

Algunos nulos ocurren a ciertos ángulos y la distancia entre ellos y la misma antena son una función de la altura y la ganancia de la antena, por lo que estos detalles deben tomarse en cuenta cuando haya problemas en la cobertura del área de servicio. Si se requiere alguna modificación para mejorar la cobertura, se puede modificar el desfase o división de potencia de los radiadores del sistema, o bien modificar la inclinación del haz principal. Para el servicio de radiodifusión, la SCT establece que el patrón de radiación vertical debe estar graficado en coordenadas rectangulares con referencia al plano horizontal. Además, debe incluirse la información de la potencia efectiva radiada (PER) en dBK entre $\pm 10^\circ$ a partir del plano horizontal. También se debe notificar la ausencia de lóbulos indeseables en la región entre $\pm 10^\circ$ y el cenit, en -10° y el nadir, y la intensidad de campo en el espacio libre a 1 609 m de la antena.

Si tenemos una antena horizontal de $\lambda/2$ en el espacio libre, su patrón de radiación será similar al de una dona cuyo eje la atraviesa en el centro, lo que constituye el elemento radiador.

De acuerdo con esta configuración, nuestra máxima radiación está en ángulo recto con respecto

Antenas

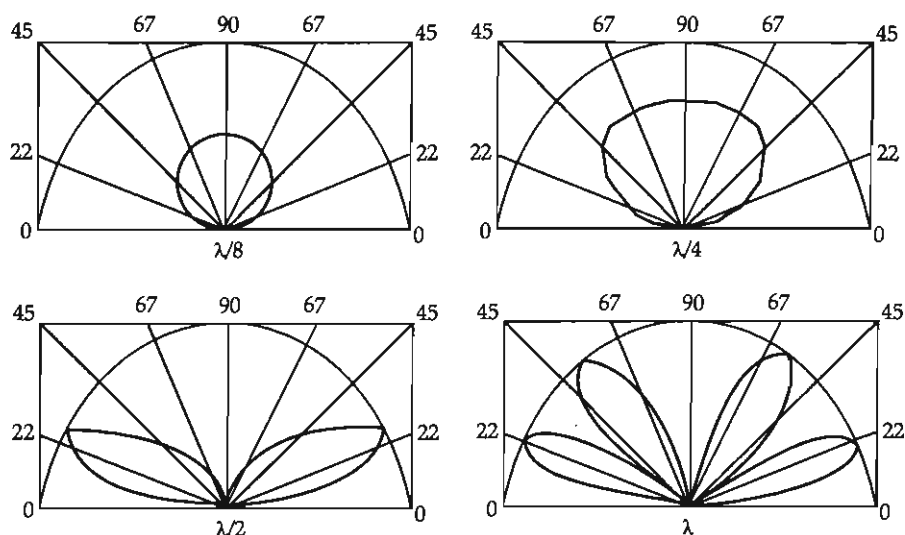


Figura II.5. Patrón de radiación vertical de una antena horizontal colocada a diferentes alturas

al centro de alimentación de la antena, mientras que la mínima se encuentra en los extremos de ésta. Dicho patrón de radiación se modifica según la altura en que se encuentre la antena.

En la figura II.5 vemos cómo el patrón de radiación vertical también se puede representar en coordenadas polares e igualmente se ve modificado por la altura en la que se coloca una antena horizontal de $\lambda/2$ como elemento radiador. En algunos casos muy particulares es preciso que predomine la comunicación por onda de cielo, que sería el caso de una antena colocada a una altura de $\lambda/4$.

Impedancia

La impedancia de una antena depende de su configuración física y de la frecuencia de operación. Puesto que la mayoría de las antenas se diseñan para resonar a una determinada frecuencia, teóricamente no presentan componente reactiva por lo que la resistencia total de la antena se compone de factores que resultan de la pérdida óhmica en los conductores, de la pérdida de radiación y de la pérdida por efecto corona, por corrientes de Eddy, por fugas, etc. En esta sección únicamente consideramos la resistencia óhmica y la de radiación.

La pérdida óhmica es igual a $I^2 R_\Omega$, donde I es la corriente en algún punto particular y R_Ω la resistencia óhmica de los conductores a la frecuencia de operación. Por lo general se escoge un punto particular donde la resistencia toma un valor significativo. El valor de corriente usualmente seleccionado es el máximo valor presente en la antena. La pérdida de radiación en una antena es $I^2 R_R$, donde I es el valor máximo de corriente y R_R la resistencia de radiación, cantidad ficticia que representa una resistencia que si realmente se conecta a la antena en el punto de máxima corriente, disipa una cantidad de potencia igual a la potencia radiada de la antena. La potencia total en la antena es

$$P_T = I^2 (R_\Omega + R_R)$$

Como la pérdida óhmica por lo regular es mucho menor que la pérdida de radiación, las antenas son eficientes estructuras radiantes. En función de los parámetros ya mencionados, la eficiencia de una antena se define como

$$\eta = \frac{R_R}{R_R + R_\Omega} = \frac{P_R}{P_{EN}} = \frac{G_a}{D}$$

donde P_R es la potencia radiada por ella y P_{EN} la que se le entrega, G_a su ganancia y D su directividad.

Matemáticamente la potencia radiada por una antena está dada por $P = \int \vec{S} \cdot d\vec{a}$, donde \vec{S} es el vector de Umov-Poynting proporcionado por el producto vectorial de los campos eléctrico y magnético. Al resolver esta expresión se llega a $P_R = I^2 R_R$, de donde se obtiene el valor de la resistencia de radiación: 73.5 ohms para la antena Hertz y 36.5 ohms para la Marconi.

La variación de la resistencia de radiación en función de la altura de la antena la apreciamos en la figura II.6, según la polarización de la antena. V y H indican la polarización vertical y horizontal respectivamente; h indica la altura.

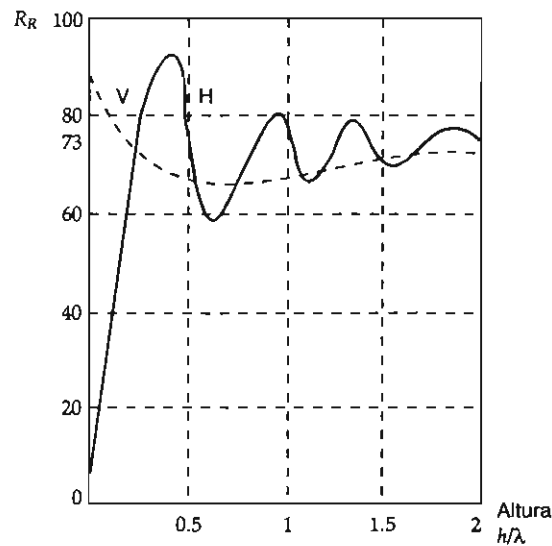


Figura II.6. Variación de la resistencia de radiación

Ancho de banda

El ancho de banda de una antena es el intervalo de frecuencias dentro del cual su comportamiento, con respecto a una característica en particular, se mantiene dentro de una norma específica. Las características en cuestión pueden ser: ganancia, ancho del haz, impedancia, ROE, o algún otro parámetro relacionado.

El ancho de banda, de acuerdo con la ganancia, es el intervalo de frecuencias sobre el cual la ganancia permanece relativamente constante.

Otra definición de ancho de banda es el intervalo de frecuencias para el cual la potencia reflejada de la antena no excede de un tercio de la potencia incidente.

Cuando se desea que una antena de alta frecuencia presente una respuesta plana, se diseñan redes de acoplamiento mediante el método de frecuencia real, como lo demuestra O. Ramahi.

Cuando lo que se quiere es ampliar el ancho de banda de una antena, es recomendable que el elemento radiador se fabrique con un diámetro considerable, ya que en la medida en la que se reduce

el diámetro, el ancho de banda también disminuye hasta considerar a la antena como muy selectiva o de alto Q ; en el entendido de que Q es el factor de calidad de la antena.

II.4. LA ANTENA HERTZ Y LA ANTENA MARCONI

El origen de cualquier tipo de antena tiene como punto de partida la antena Hertz, también conocida como antena dipolar de $\lambda/2$. La antena Marconi es otra versión en la cual por diversas razones solamente un brazo de la antena dipolar actúa como elemento radiador. En el cuadro II.2 se muestran las principales características de cada tipo de antena.

CUADRO II.2. Características principales de las antenas Hertz y Marconi

Características	Antena Hertz	Antena Marconi
Longitud eléctrica	$\lambda/2$	$\lambda/4$
Impedancia	73.5 Ω (D. abierto) 300 Ω (D. cerrado)	36.5 Ω
Radiación horizontal	Bidireccional	Omnidireccional
Elementos parásitos	sí	no
Tipo de línea de transmisión para su conexión	balanceada	desbalanceada

II.5. ANTENAS TRANSMISORAS

Las antenas transmisoras poseen las características antes mencionadas con pequeñas variaciones, además de tener la cualidad para manejo de potencia. La antena transmisora, como su nombre lo indica, tiene el único fin de radiar RF al espacio libre. Los tipos más comunes son: dipolo abierto, dipolo cerrado, Yagi-Uda, Marconi, helicoidal, torniquete, supertorniquete, con plano de tierra, delta, anillo ranurado, zig-zag, etcétera.

Respecto de la *frecuencia de resonancia*, la antena transmisora está diseñada para que opere a una sola frecuencia. Cuando la antena va a trabajar en las bandas de baja frecuencia o frecuencia media, su longitud física es considerable, por lo que se recomienda emplear una estructura metálica que se comporte como elemento radiador tipo Marconi.

La decisión de elegir entre una torre autosoportada para sostener el elemento radiador y otra con tirantes depende principalmente del área del terreno disponible, considerando que la primera ocupa menos espacio; sin embargo, la torre con tirantes es más económica, puesto que presenta una sección transversal uniforme que facilita su producción e instalación.

Generalmente las estructuras se construyen con acero, lo que resulta más económico que cualquier otra aleación con buena rigidez, y se emplea perfil tubular con dimensiones dependientes de la carga del viento del lugar donde se instale. La base de la estructura puede ser fija o pivotada, sin que alguna de las dos tenga más ventaja que la otra. Por lo regular, los tirantes de las torres están fabricados en acero, y debe evitarse que se comporten como elementos radiadores; el método comúnmente adoptado es seccionar los tirantes con aisladores, por lo que cada sección debe medir menos de $\lambda/8$ de la frecuencia de operación. La tensión de los tirantes varía entre 5 y 25% de la

tensión de ruptura del tirante. Los anclajes deben localizarse cada 120° alrededor del elemento radiador.

Otros de los requisitos que debe cumplir la instalación de una torre son la pintura, la iluminación y, según los lineamientos de la SCT, notificar de su altura a la Dirección General de Aeronáutica Civil.

Cuando la antena se diseña para que trabaje en la banda de alta frecuencia o en otra mayor es recomendable que se instale en una torre, ya sea autosoportada o con tirantes, a fin de tener la óptima altura y lograr mejores condiciones para la propagación guiada.

Con respecto a la *ganancia de antena*, el objetivo es permitir que la energía se radie en determinadas direcciones; el efecto de agregar más elementos básicos en un arreglo con el mismo espaciamiento entre esos elementos energizados con corrientes también iguales en la misma fase consigue la formación de mayores lóbulos de energía. El resultado final nos da mayor ganancia en la dirección del lóbulo principal. En radiodifusión de muy alta frecuencia, las ganancias de antena están bien definidas; por ejemplo, para antenas de los canales 2 a 6 de TV los valores usuales de ganancia son de 4 a 6; para los canales del 7 al 13 la ganancia varía de 12 a 18; para antenas de UAF se tiene una ganancia de 25 a 60. La razón de usar antenas con alta ganancia es obtener un producto Potencia Efectiva Radiada (PER) alto a expensas de la antena y no de la potencia de salida del transmisor.

Es importante considerar que a mayor ganancia el haz principal se angosta, por lo que se sacrifica cobertura local por cobertura más distante. Cuando en un sistema radiador se emplea un dipolo de $\lambda/2$, la máxima ganancia se logra cuando los elementos radiadores se encuentran separados por una longitud de onda. La PER se calcula multiplicando la potencia de salida del transmisor por la eficiencia de la línea de transmisión y por la ganancia de antena; es decir

$$PER = P_s \cdot \eta \cdot G_a$$

Con el objeto de determinar la cobertura de una estación transmisora, es necesario convertir la PER en dB por arriba o por debajo de 1 kilowatt. Cero dB es igual a 1 kilowatt y se basa en la expresión

$$dBK = 10 \log (kW)$$

Según los dBK que se obtengan para una PER en un punto determinado, permitirán una intensidad de campo proporcional dada en microvolt/m; es decir, si en un punto se tiene una PER de 6 dBK, eso corresponderá a 6 dBμ de intensidad de campo.

En relación con la *directividad* de una antena transmisora, en la sección II.2 ya mencionamos los aspectos más importantes. La mayoría de las antenas transmisoras tienen un patrón de radiación horizontal omnidireccional con una circularidad de ± 3 dB. Cuando nos encontramos en situaciones especiales del terreno se recomienda emplear una antena direccional, por ejemplo cuando se localiza cerca de una gran extensión de agua o cuando las áreas de servicio se encuentran en ciertas localidades separadas.

La cobertura de una estación de radiodifusión y la calidad técnica del servicio proporcionado se determinan en función de la intensidad de campo y de la señal recibida. En el cuadro II.3 vemos los niveles de intensidad de campo según el grado de servicio autorizado por la SCT.

Una estación clase I opera en canal despejado o compartido prestando servicio en áreas extensas y distancias relativamente grandes.

La estación clase II opera en canal despejado o compartido prestando servicio en un área relativamente extensa y limitada. Una estación clase III opera en un canal regional y presta servicio

CUADRO II.3. Intensidad de campo según la SCT

Radiodifusión en FM						
Grado de servicio	$\mu\text{V/m}$			$\text{dB}\mu$		
Ciudad principal	3 160			70		
Área urbana	1 000			60		
Radiodifusión en TV						
Grado de servicio	Canales 2-6		Canales 7-13		Canales 14-83	
	$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu$	$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu$	$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu$
Ciudad principal	5 000	74	7 000	77	10 000	80
Grado A	2 500	68	3 500	71	5 000	74
Grado B	225	47	630	56	1 600	64
Radiodifusión en AM						
Estación	Campo mínimo ($\mu\text{V/m}$)			Campo máximo ($\mu\text{V/m}$)		
I	225			—		
II y III	175			224		
IV	150			174		

a uno o varios centros de población, lo mismo que al área rural contigua. Finalmente, una estación clase IV opera en un canal local prestando servicio a una ciudad o población y a las áreas suburbanas contiguas.

CUADRO II.4. Patrón de radiación horizontal

Tipo	Patrón horizontal	Ganancia de antena	Área efectiva
Doblete eléctrico	$\cos \theta$	1.5	$1.5 \frac{\lambda^2}{4\pi}$
	θ ang. azimuth		
Bucle	$\sin \theta$	1.5	$1.5 \frac{\lambda^2}{4\pi}$
	θ ang. axial		
Dipolo $\lambda/2$	$\cos \left(\frac{\pi}{2} \sin \theta \right)$	1.64	$1.64 \frac{\lambda^2}{4\pi}$
	$\cos \theta$		
Torniquete	$\sin \left(n \frac{S}{2} \sin \beta \right)$	$\frac{n}{2L/\lambda}$	$n \frac{\lambda^2}{4\pi}$
	$n \sin \left(\frac{S}{2} \sin \beta \right)$		
Parábola	$\frac{70\lambda}{d}$	$2\pi \frac{d^2}{\lambda^2}$	$\frac{d^2}{2}$
	$d = \text{diámetro}$		

Si la antena transmisora es un solo radiador de longitud $\lambda/4$ se trata de una antena Marconi; como se indicó en la sección II.4, su impedancia vista en el punto de alimentación es de 36.5 ohms.

En la figura II.6a se ilustra su variación de impedancia en función de la corriente de excitación y de la longitud eléctrica en grados.

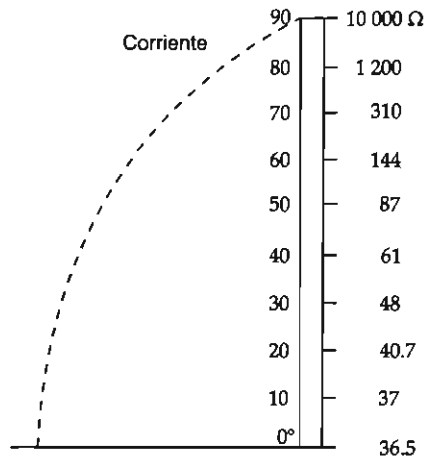


Figura II.6a. Variación de impedancia sobre cualquier punto de una antena Marconi

Para que una antena Marconi tenga un óptimo funcionamiento, la SCT ha establecido que las estaciones de radiodifusión que operan en la banda de 535 a 1605 kHz cuenten con un sistema de tierra.

Dicho sistema de tierra debe estar constituido por un mínimo de 90 radiales de alambre de cobre con un diámetro de entre 2 y 3 mm, espaciados uniformemente y conectados en el centro del sistema a la tierra común de la estación, cuya longitud puede variar en función de la altura del radiador con el objeto de lograr un campo característico dentro de los intervalos establecidos de acuerdo con la clase de estación autorizada. Para proteger los radiales de daños mecánicos se recomienda enterrarlos a una profundidad de entre 10 y 30 cm.

De acuerdo con lo visto en el capítulo anterior, *Líneas de transmisión*, y observando la figura I.6, se deduce que la antena Marconi presentará reactancia inductiva si tiene una longitud mayor de $\lambda/4$; si es menor tendrá reactancia capacitiva; de aquí que el empleo de una bobina puede alargar la longitud eléctrica de la antena mientras que un capacitor la acorta.

Los conceptos anteriores son fundamentales para diseñar unidades acopladoras de antena que se emplean en radiodifusión para lograr la máxima transferencia de energía de RF desde el transmisor hasta la antena.

Si la antena transmisora es un radiador de longitud $\lambda/2$ con excitación en el centro, se trata de una antena Hertz cuya impedancia es de 73.5 ohms.

El dipolo doblado se le atribuye a Kraus y su principio de funcionamiento se ilustra en la figura II.7.

En la figura *a* se muestra un simple dipolo con su corriente instantánea, indicada por las flechas punteadas. En *b*, al dipolo anterior se le agrega una longitud de $\lambda/2$ en una de sus ramas, indicando también la corriente instantánea. En la figura *c* a la longitud agregada se le hace un giro de 180° hasta que los extremos libres se unan tal como se ilustra en la figura *d*, donde se aprecia que tanto en la longitud agregada como en el dipolo las corrientes instantáneas están en fase, cada una tiene la mitad de la corriente total, por lo que el dipolo doblado presenta una impedancia de 300 ohms a la frecuencia de resonancia ($Z_a = 4 \times 75 = 300$ ohms).

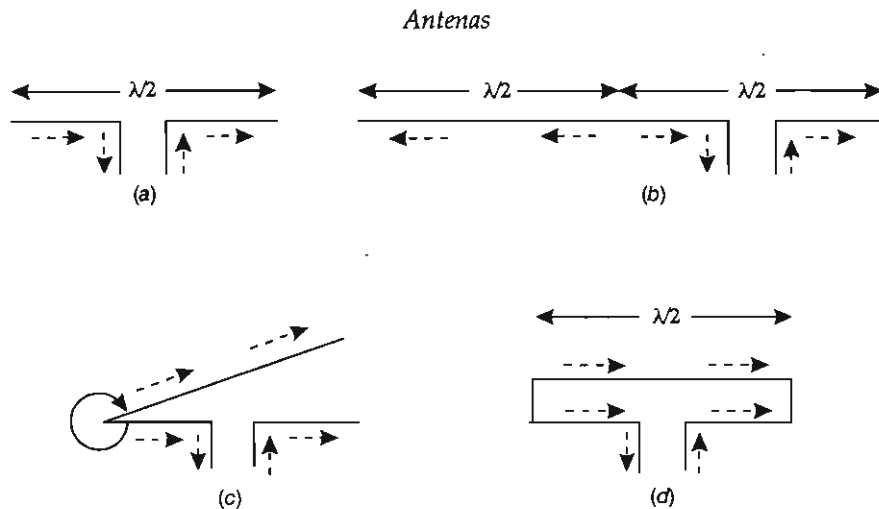


Figura II.7. Principio del dipolo doblado

En una antena con un simple dipolo y dos medias longitudes de onda unidos por los extremos, la impedancia será de 675 ohms ($9 \times 75 = 675$).

De lo anterior se deduce que es importante conocer la impedancia de la antena, lo mismo que su frecuencia de resonancia para lograr la máxima transferencia de energía y por ende la mayor eficiencia de la antena.

Ejercicio II.1

Calcular y dibujar el patrón de radiación horizontal de un sistema direccional de antena que consta de dos elementos radiadores de longitud $\lambda/4$, alineados norte-sur con separación de 90° y una intensidad de campo de $100 \mu\text{V/m}$ cada uno, además de una diferencia de fase de 90° entre ambos radiadores.

Solución

La intensidad de campo para este patrón es:

$$E = 2E_2 \cos\left(\frac{S}{2} \cos \theta + \frac{\psi}{2}\right)$$

donde:

E es la intensidad de campo desde el sistema de antena en el plano horizontal.

E_2 es la intensidad de campo desde cada elemento radiador.

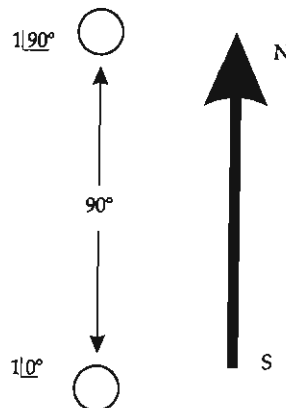
S es el espaciamiento en grados entre los dos elementos.

θ es el ángulo de azimut hacia el punto de medición.

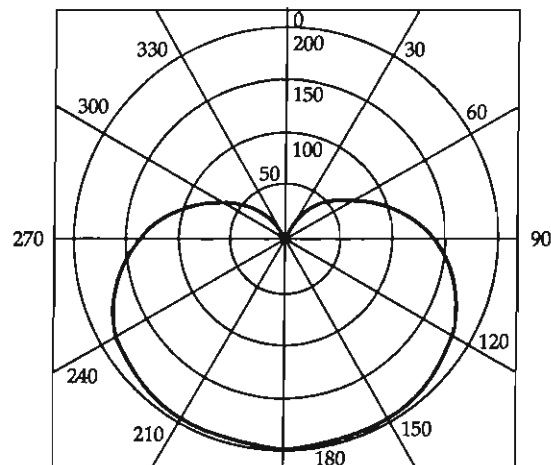
ψ es la fase eléctrica en grados del radiador 2 con respecto del radiador 1.

La disposición de los elementos radiadores es:

Introducción a los medios de transmisión



Ahora se procede a hacer el cálculo de la intensidad de campo del patrón de radiación del sistema para cada 10° del ángulo azimutal. En el cuadro de la página siguiente se muestran los valores encontrados; en la figura siguiente se observa un patrón de radiación simétrico.



Puesto que la altura donde se ubiquen el o los radiadores empleados influye de manera considerable en el comportamiento de un sistema de antena, la SCT exige que se especifique la *altura efectiva de antena* en todo trámite de concesión, la cual se determina desde la altura promedio del terreno circundante (de 2 a 15 km) al centro eléctrico de radiación del sistema, tal como se muestra en la figura II.8.

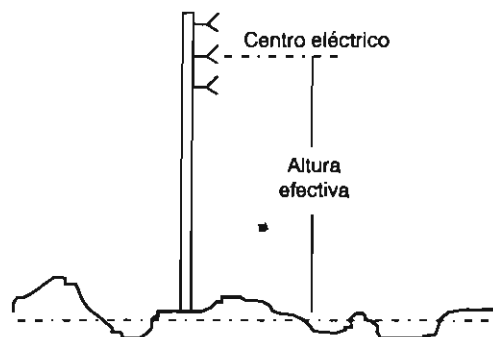


Figura II.8. Altura efectiva de antena

Cuadro de valores del ejercicio 1

$\theta (^{\circ})$	$\cos \theta$	$\cos \left(\frac{S}{2} \cos \theta + \frac{\Psi}{2} \right)$	$E(mV/m)$
0	1	0	0
10	0.9848	0.011	2.2
20	0.9397	0.046	9.2
30	0.866	0.104	20.8
40	0.766	0.182	36.4
50	0.6428	0.275	55.0
60	0.5000	0.382	76.5
70	0.342	0.492	98.4
80	0.1736	0.604	120.8
90	0.0000	0.707	141.5
100	-0.1736	0.796	159.0
110	-0.342	0.868	174.0
120	-0.5000	0.923	184.0
130	-0.6428	0.961	192.0
140	-0.766	0.983	196.6
150	-0.866	0.994	199.0
160	-0.9397	0.998	199.7
170	-0.9848	0.999	199.8
180	-1.0000	1.000	200.0

Una antena transmisora tiene un ancho de banda reducido, es decir, depende del servicio que va a prestar; por ejemplo, una antena que opera en la banda de FM de 88 a 108 MHz donde se requiere ± 75 kHz de desviación de frecuencia con un ancho de banda de 400 kHz tendrá una transmisión satisfactoria.

En cambio para transmitir una señal de video se requiere que la antena tenga un ancho de banda de por lo menos 7 MHz para lograr una emisión aceptable.

II.6. ANTENAS RECEPTORAS

De acuerdo con el *principio de reciprocidad*, que establece que por sus características una antena se puede usar tanto para transmitir como para recibir, es necesario agregar algunas consideraciones.

Anteriormente vimos que una antena transmisora resuena exclusivamente a la frecuencia de operación del transmisor, en cambio la antena receptora puede resonar a una sola frecuencia si tiene un ancho de banda reducido, o bien operar a varias frecuencias si es de banda ancha. Un ejemplo

del primer caso son los sistemas de radiocomunicación o de enlace en los que el receptor trabaja a una sola frecuencia; un ejemplo del segundo lo encontramos en los receptores de radiodifusión comercial que emplean antenas de banda ancha para la captación de una amplia gama de señales.

Las antenas receptoras pueden ser de un solo elemento, como la de tipo Marconi de $\lambda/4$ sola o con plano de tierra, como la Hertz de $\lambda/2$, o de varios elementos, activos o pasivos, como serían los casos de antenas log-periódica o Yagi-Uda que proporcionan una ganancia mayor que la de un simple elemento.

Con relación al *ancho de banda*, si la antena va a operar en varias frecuencias se recomienda que al diseñar sus elementos se considere un diámetro lo más grande posible para asegurar un ancho de banda amplio. Un radio aceptable del elemento es aquel que oscila entre 1×10^{-2} y 1×10^{-4} con respecto a λ , dependiendo de la frecuencia de operación.

La *directividad* de la antena receptora es un punto que debe tomarse en cuenta de acuerdo con la ubicación del receptor. En algunos casos especiales se considera la relación de potencia adelante/detrás (A/D) o a veces también el ancho del haz en sistemas de antena altamente direccionales.

Un ejemplo típico de antena receptora direccional es la antena Yagi-Uda que basa su principio de operación en el funcionamiento de un elemento parásito radiador. Un elemento parásito se acopla a un elemento excitado, por impedancia mutua entre ambos. El voltaje inducido en el elemento parásito, causado por la corriente en el elemento excitado, provoca un flujo de corriente. Esta corriente produce un campo de radiación que se combinará con el campo de radiación del elemento excitado. El patrón resultante usualmente incrementa la directividad sobre el patrón del elemento excitado y depende del espaciado entre ambos elementos, el excitado y el parásito, y las dimensiones de este último.

Las propiedades directivas de una combinación particular de elementos excitado y parásito se determinan por la fase relativa y la magnitud de las corrientes de los elementos. Específicamente si la fase de la corriente en el elemento parásito se retarda respecto a la fase de la corriente en el elemento excitado, la dirección de máxima radiación partirá de este último, del elemento excitado, hacia el primero, el elemento parásito, al que en este caso se le conoce como *director*. Si la fase de la corriente en el parásito se adelanta respecto de la fase de la corriente en el excitado, la dirección de máxima radiación será del elemento parásito con dirección al elemento excitado; aquí el elemento parásito se denomina *reflector*.

Cuando se usan varios elementos parásitos en una antena Yagi-Uda, se mejora considerablemente la directividad. La ganancia de una antena Yagi-Uda aumenta con el número de elementos y viene dada por

$$G_n = 10 \log_{10} n \text{ dB}$$

donde n es el número de elementos.

Se ha experimentado con antenas Yagi-Uda, en relación con la longitud y distancia de los directores, y los resultados han mostrado mínimas variaciones en la ganancia.

En la figura II.9 se muestra un ejemplo típico de antena Yagi-Uda en donde podemos apreciar la ganancia de antena y la relación adelante/detrás en función de la frecuencia de resonancia; observemos que la mejor ganancia ocurre a una frecuencia diferente de la mejor relación A/D, por lo que al diseñar una antena es necesario establecer un compromiso entre ambos parámetros.

Antenas

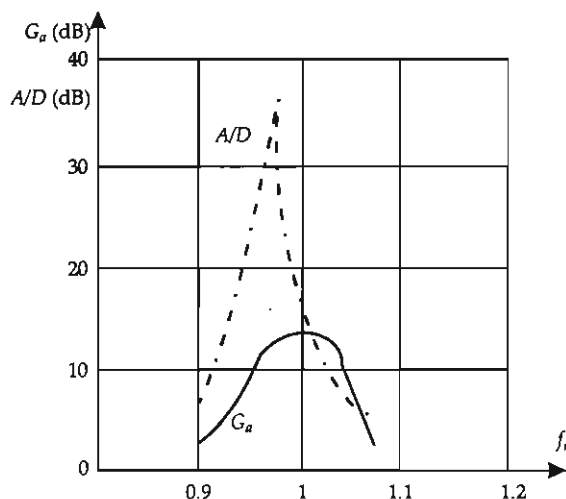


Figura II.9. Ganancia de antena y relación A/D vs. frecuencia de resonancia

II.7. DISEÑO DE ANTENAS

De las características mencionadas en la sección II.3 las más importantes son la frecuencia de resonancia y la ganancia de antena, en donde pasa a un segundo término la impedancia, el ancho de banda y la directividad.

Un buen diseño con bases teóricas resulta un tanto incompleto debido al gran número de factores que afectan su comportamiento y que ya mencionamos en la sección II.1; de ahí que para diseñar una antena vale la pena basarse en un uso predeterminado de alguna banda particular de frecuencias.

A continuación veremos los lineamientos generales de diseño según el tipo de antena:

Antena Marconi

La antena Marconi se diseña para una longitud eléctrica de $\lambda/4$ a la frecuencia de operación. En la banda de frecuencias medias se le utiliza para radiación omnidireccional con algún doblez en el extremo distal para modificar ligeramente el patrón de radiación. Puesto que se usa una estructura metálica, considerando el efecto de punta, y que la velocidad de propagación se reduce, es necesario reducir 5% la longitud física para igualarla con la longitud eléctrica. Cuando las dimensiones físicas de la antena son demasiado grandes, su tamaño se puede reducir a $\lambda/8$ y agregar una bobina en serie hasta lograr la longitud eléctrica de $\lambda/4$ (figura I.6) haciendo uso de la carta de Smith.

Ejercicio II.2

Diseñar una antena receptora tipo Marconi que opere a 100 MHz y cuya longitud física no rebase los 37.5 centímetros.

Solución

Primero se calcula λ para determinar $\lambda/4$, que da como resultado 75 cm. De acuerdo con el problema planteado, la longitud física es de $\lambda/8$, por lo que hay que agregar una bobina que equivalga a $\lambda/8$ para lograr la longitud eléctrica deseada de $\lambda/4$. Para alimentar la antena se usa una línea de 36.5 ohms; con la carta de Smith la reactancia normalizada equivalente a $\lambda/8$ es 1 (partiendo de la impedancia normalizada infinita hacia el generador), de donde obtenemos $\omega L = 50 \Omega$, por lo que el valor de la bobina es de 0.796 nH.

Antena Hertz

La longitud eléctrica de un simple dipolo es $\lambda/2$; dado que la velocidad de propagación se reduce en una estructura metálica, la longitud física de la antena se reduce 5% de la longitud eléctrica. Sus características permanecen constantes de acuerdo con el cuadro II.2. Si se trata de un dipolo doblado, como máximo se considera 0.1λ la distancia entre el dipolo simple y el doblete.

Antena Yagi-Uda

Antes de iniciar el diseño de este tipo de antena, es importante mencionar algunos aspectos relevantes. La antena Yagi-Uda se usa principalmente para recepción, aunque no se descarta su uso en transmisión, por lo que hay que tomar en cuenta lo mencionado en la sección II.6.

Se han realizado otros experimentos con una antena que consta de dos elementos: uno actúa como excitado y el otro como parásito; en estos experimentos se ha encontrado que la ganancia de la antena depende de la separación entre elementos, por lo que el elemento parásito puede funcionar como director (*D*) o bien como reflector (*R*), según se aprecia en la figura II.10.

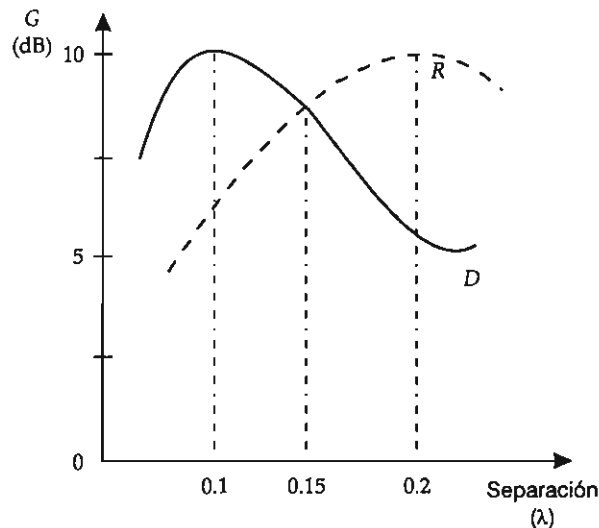


Figura II.10. Ganancia de antena Yagi-Uda de dos elementos

Cuando el elemento parásito tiene la misma longitud que el elemento excitado se le denomina *autorresonante* y su comportamiento dependerá de la separación entre elementos.

Antenas

También es importante considerar que cuando el número de elementos aumenta, la directividad se incrementa y su ancho de banda se estrecha. Para recepción, el diámetro de los elementos varía entre 3 y 10 mm, según el ancho de banda deseado.

Considerando la reducción de la velocidad de propagación en un conductor, el criterio de diseño de una antena Yagi-Uda de n elementos es:

$R = \frac{\lambda}{2}$	longitud del elemento reflector
$E = 0.95 \frac{\lambda}{2}$	longitud del elemento excitado
$D_1 = 0.95 \frac{\lambda}{2} \rightarrow 0.9 \frac{\lambda}{2}$	longitud del elemento director 1
$D_2 = 0.95 \frac{\lambda}{2} \rightarrow 0.85 \frac{\lambda}{2}$	longitud del elemento director 2
...	
$D_{RE} = 0.15\lambda \rightarrow 0.2\lambda$	distancia entre reflector y excitado
$D_{ED_1} = 0.1\lambda \rightarrow 0.15\lambda$	distancia entre excitado y director 1
$D_{D_1 D_2} = 0.1\lambda \rightarrow 0.15\lambda$	distancia entre directores 1 y 2
$D = 0.1\lambda$	distancia del doblete
$d = 0.01\lambda$	distancia entre puntos de alimentación

Ejercicio II.3

Diseñe una antena Yagi-Uda de tres elementos con dipolo simple que trabaje a 174 MHz.

Solución

Primero se determina la longitud de onda (1.72 m), y a partir de este valor se calculan las dimensiones anteriores, de donde resultan: $R = 86.21$ cm, $E = 81.89$ cm, $D_1 = 77.58$ cm, $D_{RE} = 0.15\lambda = 25.86$ cm, $D_{ED} = 0.1\lambda = 17.24$ cm, $d = 1.72$ cm.

Antena log-periódica

La antena log-periódica se usa principalmente en recepción y se le considera de banda ancha puesto que cada elemento es resonante a una determinada frecuencia, por lo que los elementos extremos determinan el ancho de banda de la antena. En la figura II.11 se muestra el bosquejo esencial de este tipo de antena.

Cuando esta antena trabaja a la más baja frecuencia, el elemento excitado es el de mayor longitud mientras que los demás elementos actúan como parásitos, obteniendo así la máxima ganancia y directividad de la antena. En cambio, cuando se trabaja en el extremo superior de la banda de frecuencia, el elemento excitado es el de menor longitud mientras que los demás actúan como reflectores.

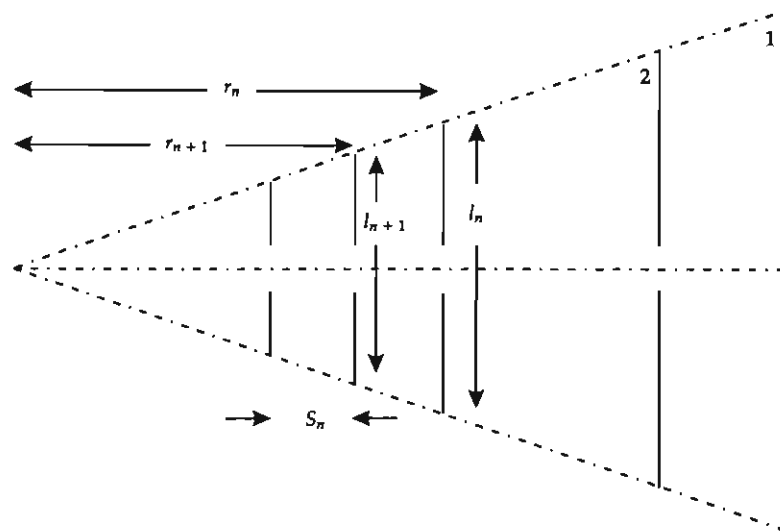


Figura II.11. Dimensiones de antena log-periódica

El criterio de diseño de esta antena es:

$$\tau = \frac{r_{n+1}}{r_n} = \frac{l_{n+1}}{l_n} \quad \sigma = \frac{S_n}{2 \cdot l_n}$$

$$Z_O = 120 \left[\log \left(\frac{l_n}{a} \right) - 1 \right]$$

donde a es el radio del elemento activo.

Con el objeto de normar el criterio de diseño, en el cuadro II.5 vemos algunos valores de τ y σ en función de la ganancia.

CUADRO II.5. Valores de G en función de τ y σ

Ganancia (dB)	τ	σ
12	0.948	0.181
11.5	0.931	0.180
11	0.921	0.172
10.5	0.909	0.171
10	0.897	0.170
9.5	0.872	0.163
9	0.842	0.159
8.5	0.802	0.148

Antenas

Ejercicio II.4

Diseñe una antena log-periódica para la banda de 174 MHz a 216 MHz, con $\tau = 0.897$ y $\sigma = 0.17$.

Solución

Determine primero la longitud de onda en el extremo de baja frecuencia, o sea en 174 MHz, para que obtenga 1.72 m; a continuación calcule la media longitud de onda al 95%, que es de 81.89 cm; a partir de este valor calcule los siguientes elementos de acuerdo con las fórmulas ya mencionadas. Finalmente obtiene: $L_1 = 81.89$ cm, $L_2 = 73.46$ cm, $L_3 = 65.89$ cm, $S_1 = 27.84$ cm, $S_2 = 24.97$ cm.

II.8. ARREGLO DE ANTENAS

En muchas aplicaciones es importante proporcionar un patrón de radiación omnidireccional lo más uniforme posible, además de que al mismo tiempo tenga una alta ganancia de antena; para esto se recurre a la técnica de acoplar varios elementos radiadores para formar un arreglo de antenas.

Antena de dipolos cruzados

Éste es el caso más sencillo de arreglo de antenas, ya que se acomodan dos dipolos (simple o doblado) a 90° uno del otro, con el objeto de lograr un patrón omnidireccional uniforme a expensas de dos patrones bidireccionales. En la figura II.12 se aprecia el patrón generado con este arreglo de antenas que tiene como característica presentar simetría axial.

Para lograr el patrón deseado, la alimentación del dipolo 1 debe estar en cuadratura con el dipolo 2.

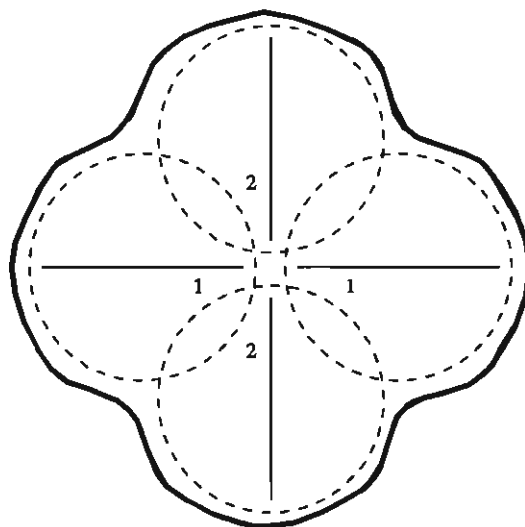


Figura II.12. Patrón de radiación horizontal de una antena de dipolos cruzados

Antena molinete

Considerando nuevamente la simetría axial, este arreglo de antenas consiste en acoplar verticalmente varias antenas de dipolos cruzados con el fin de obtener una excelente ganancia, lo que dependerá del número de dipolos cruzados que se empleen. Tomando como referencia los conceptos vertidos en el capítulo anterior, la separación entre dipolos cruzados debe ser de $\lambda/2$ para mantener constante la impedancia de entrada de RF, tal como se muestra en la figura II.13.

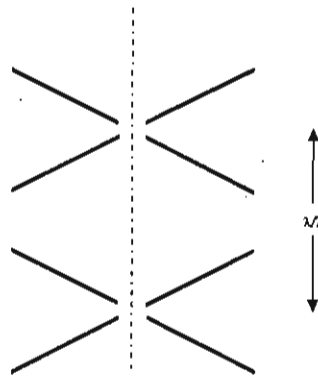


Figura II.13. Antena molinete

Antena súper molinete

Este arreglo de antenas se usa para incrementar el ancho de banda y mantener una ROE baja. Los dipolos consisten en aletas verticales o estructuras de alambre que se acoplan verticalmente. La longitud de la aleta usualmente es menor de $3\lambda/4$ y se ha encontrado que se logra mayor ganancia cuando la separación entre puntos de alimentación es de aproximadamente λ , tal como se muestra en la figura II.14.

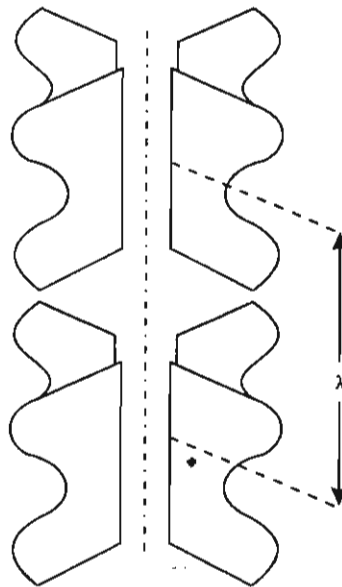


Figura II.14. Antena súper molinete

II.9. LA ANTENA PARABÓLICA

Para sistemas que operan a frecuencias menores de 3 GHz, es más recomendable usar una antena parabólica, que consiste en un dipolo radiador y un reflector parabólico; para los sistemas que trabajan a frecuencias mayores de 3 GHz es más adecuado emplear una corneta radiadora con su reflector parabólico.

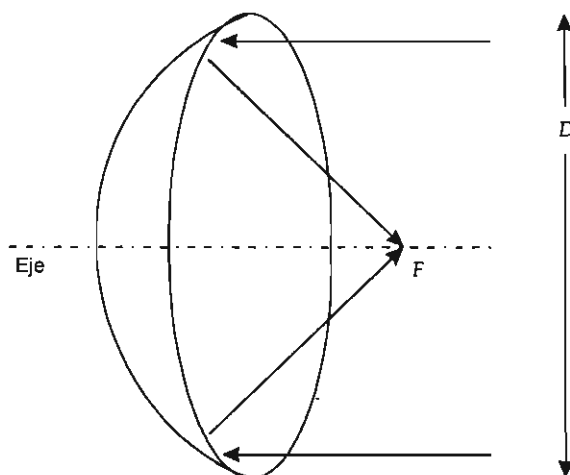


Figura II.15. El reflector parabólico

La función básica del reflector parabólico en la transmisión consiste en proyectar la energía de RF desde el punto focal F hacia el horizonte en forma de onda plana, formando un patrón con alta directividad a lo largo del eje de la parábola.

En la recepción, la energía incidente interceptada por la apertura de la parábola se reflejará como onda esférica para concentrarla en el punto focal F . En la figura II.15 se ilustra una configuración de reflector parabólico. La finalidad del reflector parabólico durante la transmisión es la de formar un patrón de radiación de haz angosto. Ya que la geometría de la superficie reflectora no depende de la frecuencia, tales reflectores son dispositivos de banda ancha siempre y cuando la apertura sea grande comparada con la longitud de onda. Sus dimensiones pueden variar desde 40 cm hasta 40 m o más.

El ancho del haz se calcula con la siguiente expresión:

$$\beta = K \frac{58\lambda}{D} \text{ grados}$$

donde:

- β es el ancho del haz entre puntos de potencia media
- D es el diámetro de apertura en unidades de λ
- $K = 1$ para una perfecta iluminación uniforme

La ganancia de la antena parabólica se calcula a partir de

$$G = 10 \cdot \log \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2}$$

donde:

A es el área del reflector

η es la eficiencia del reflector

Los materiales más comúnmente empleados para la fabricación de los reflectores parabólicos son los siguientes:

a) metal troquelado

b) fibra de vidrio (fibra epóxica con una capa intermedia de aluminio pulverizado)

c) rejilla de alambre

II.10. LAS ZONAS DE FRESNEL

A principios de 1800 el físico francés August Jean Fresnel hizo importantes descubrimientos en el campo de la óptica y la teoría ondulatoria de la luz (véase el capítulo IV). Debido a que la propagación de RF en la región de microondas es similar a la luz, se aplican los conceptos de óptica a la transmisión de energía electromagnética en esta región de RF.

Fresnel estableció que la transmisión de energía en el espacio libre, vista desde el punto de recepción a una distancia d del transmisor, está contenida en un volumen elíptico cuyo tamaño depende de la longitud de onda y de la distancia.

También descubrió que la energía reflejada hacia el receptor desde algunos puntos fuera del volumen elíptico puede reforzar o reducir la energía contenida en dicho volumen. Si la distancia recorrida por la energía por fuera del volumen elíptico es un número impar de medias longitudes de onda más larga que la distancia directa d entre transmisor y receptor, la señal recibida es reforzada: en cambio, si la distancia recorrida es un número par de medias longitudes de onda, y por ende es más larga que la distancia d , el efecto es destructivo produciendo reducción de la señal recibida. De aquí se derivan las zonas de Fresnel.

El límite de la primera zona de Fresnel se define por el lóbulo de puntos que representan todas las posibles trayectorias de media longitud más largas que la línea recta entre transmisor y receptor, o sea $F_1 = d + \frac{\lambda}{2}$.

El límite de la segunda zona de Fresnel (interferente) está definido por las trayectorias cuya diferencia es una longitud de onda con respecto a d .

El límite de la tercera zona de Fresnel lo definen las trayectorias cuya diferencia es 1 y $\frac{1}{2}$ longitudes de onda con respecto a d ; y así sucesivamente se pueden determinar las demás zonas de Fresnel. La figura II.16 muestra algunas de ellas.

Antenas

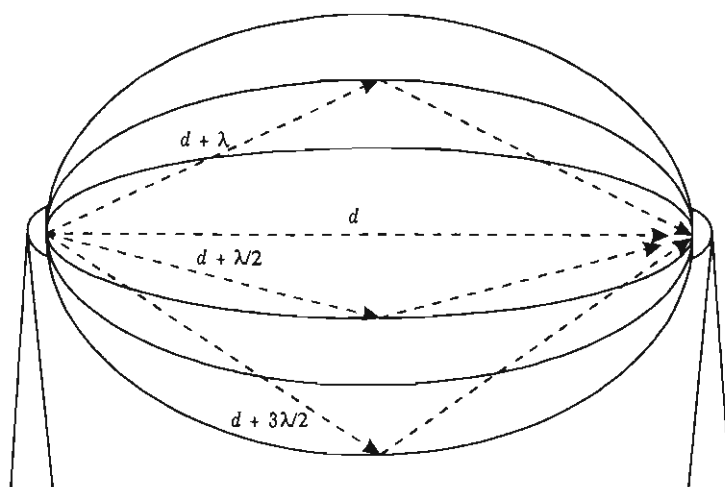


Figura II.16. Las zonas de Fresnel

BIBLIOGRAFÍA

ARTÍCULOS Y REPORTES DE INVESTIGACIÓN

- Bullington, K., "Radio Propagation for Vehicular Communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-26, núm. 4, noviembre de 1977, pp. 4-17.
- Gazit, E., "Improved Design of the Vivaldi Antenna", *IEEE Proceedings*, vol. 135, núm. 2, abril de 1988, pp. 89-92.
- Kabbary, F., "Maxwell's Equations and the Crossed-Field Antenna", *Electronics and Wireless World*, marzo de 1989, pp. 216-218.
- Ramahi, O., "Design of a Matching Network for a HF Antenna using the Real Frequency Method", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, núm. 4, abril de 1989, pp. 506-509.
- Siakavara, K., "A Simplification of the Synthesis of Parallel Wire Antenna Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, núm. 7, julio de 1989, pp. 936-940.
- Shimizu, Y. et al., "Analysis of Skew Antenna around a Square Tower for UHF TV Broadcasting", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, núm. 7, julio de 1988, pp. 927-935.

MANUALES

- Andrew Corp., *Antenna Systems*, catálogo 31.
- Jampro Antenna Co., *Jampro VHF-TV Antennas*.
- Nippon Electric Co. Ltd., *Manual de instrucciones para la antena parabólica de 400 MHz*.

LIBROS

- Heys, J., *Practical Wire Antennas*, Radio Society of Great Britain, 1990.
- Kraus, J., *Antennas*, Nueva York, Mc-Graw Hill, 1950.
- Lawson, J., *Yagi Antenna Design*, American Radio Relay League, 1990.
- Layton, J., *Directional Broadcast Antennas*, Tab Books, 1974.
- Moxon, L., *HF Antennas*, Gran Bretaña, Radio Society of Great Britain, 1990.

Introducción a los medios de transmisión

NAB Engineering Handbook, 6a. ed., 1975, caps. 7-11, 13-16.

Salmerón, M., *Radiación, propagación y antenas*, México, Trillas, 1981.

SCT, *Normas para instalar y operar estaciones de radiodifusión en la banda de 535 kHz a 1605 kHz*, México, 1973.

———, *Normas técnicas para la instalación y operación de estaciones de radiodifusión sonora en la banda de 88 a 108 MHz con portadora principal modulada en frecuencia*, México, 1975.

———, *Normas técnicas para la instalación y operación de estaciones de radiodifusión de televisión monocroma y en color*, México, 1976.

Temes, L., *Comunicación electrónica*, Mc-Graw Hill Schaums, 1980, pp. 120-139.

Wheeler, G., *Introduction to Microwaves*, Prentice-Hall, 1964, cap. 12, pp. 199-217.

CAPÍTULO III

GUÍAS DE ONDA

III.1. INTRODUCCIÓN A LAS GUÍAS DE ONDA

LAS GUÍAS DE ONDA SON OTRO MEDIO para transmitir energía de radiofrecuencia. Su principal utilidad radica en la región espectral de microondas, es decir, desde 1 gigahertz hasta 90 gigahertz.

Las guías de onda tienen diferentes configuraciones; entre las más usadas destacan la rectangular, la circular y la elíptica, además de la de simple y doble ranura, la de forma de H , etc. Se encuentran en el mercado guías de onda rígidas y semiflexibles; las primeras se usan cuando se requiere un gran recorrido y una mínima atenuación, lo mismo que cuando la altura de la antena es considerable.

Las guías de onda son la forma más deseable como medio de transmisión para longitudes de onda menores a los 10 cm (3 GHz); para longitudes de onda menores a 1 cm las guías de onda tienen limitaciones prácticas, y para las longitudes mayores de 10 cm su tamaño es prohibitivo. Básicamente la ventaja de las guías de onda sobre los cables coaxiales de tamaño comparable es su mayor capacidad de manejo de potencia y su menor atenuación.

Una guía de onda es como una línea de transmisión a la que se le colocan un sinnúmero de líneas en circuito corto de $\lambda/4$ a ambos lados, tal como se muestra en la figura III.1.

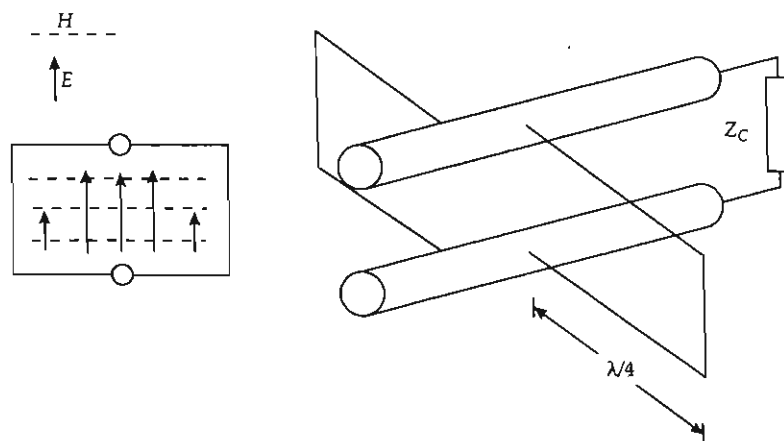


Figura III.1. La guía de onda como línea de transmisión

De acuerdo con las anteriores consideraciones, en la superficie de un conductor el campo eléctrico no puede tener una componente en paralelo a la superficie, por lo que siempre es perpendicular a ésta; también, el campo magnético siempre es paralelo a la superficie de un conductor y no puede tener una componente perpendicular a ella, tal como se ilustra en la figura III.1.

Al igual que las líneas de transmisión, las guías de onda también se pueden usar para diseñar cavidades resonantes, filtros y acopladores.

Los modos usuales de transmisión en guías de onda son transverso eléctrico (TE) y transverso magnético (TM). El modo transverso electromagnético (TEM) se menciona en este capítulo, pero no es aplicable a guías de onda, se usa en líneas de transmisión.

Es importante determinar los modos dominantes de propagación en las guías de onda para establecer el tipo de corneta y accesorios, lo mismo que el tipo de antenas que se usarán para la transmisión y la recepción; por ejemplo las cornetas cónicas, o las antenas bicónicas, por señalar sólo algunas. También es importante conocer el modo dominante cuando se emplean antenas construidas con microcinta.

III.2. SOLUCIÓN DE LAS ECUACIONES DE MAXWELL EN UNA GUÍA DE ONDA

En esta sección consideraremos que la propagación de la onda electromagnética viaja en dirección longitudinal en un medio que llena el interior de una guía metálica de longitud infinita; además se supone que dicha guía presenta una sección transversal uniforme.

De lo anterior deducimos que es importante conocer el comportamiento de la onda electromagnética cuando viaja, tanto en un medio dieléctrico como en uno conductor.

III.2.1. La onda electromagnética en un medio dieléctrico

Las ecuaciones fundamentales de Maxwell para un medio no conductor son:

$$\nabla \times H = \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (\text{III.1})$$

$$\nabla \times E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad (\text{III.2})$$

$$\nabla \cdot E = 0 \quad (\text{III.3})$$

$$\nabla \cdot H = 0 \quad (\text{III.4})$$

en donde E y H son las intensidades de campo eléctrico y magnético respectivamente. En la propagación electromagnética se suponen procesos armónicos, por lo que las anteriores ecuaciones se pueden escribir como

$$\nabla \times H = j \omega \epsilon E \quad (\text{III.5})$$

$$\nabla \times E = -j \omega \mu H \quad (\text{III.6})$$

$$\nabla \cdot E = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$\nabla \cdot H = 0 \quad (\text{III.8})$$

Se establece que una onda es linealmente polarizada cuando su dirección es invariable; lo mismo que una onda es plana porque el vector del campo eléctrico tiene la misma magnitud en todo el plano normal a la dirección de propagación.

Ahora analizaremos una onda electromagnética plana, armónica y linealmente polarizada que se propaga en el espacio libre ilimitado.

En la figura III.2 se muestra la onda electromagnética que vamos a analizar: observamos que el eje y es paralelo al campo eléctrico, mientras que el eje x es paralelo al campo magnético y la onda se propaga en la dirección del eje z . S representa al vector de Umov-Poynting.

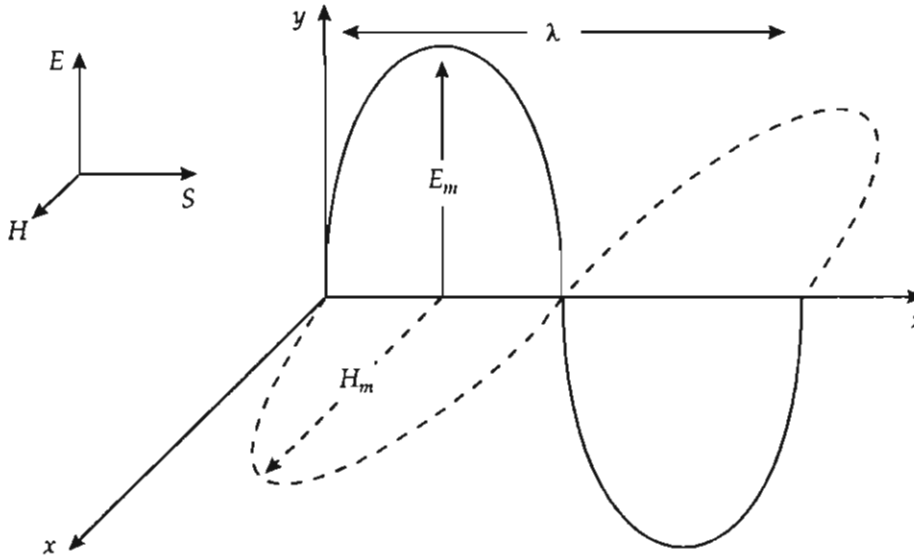


Figura III.2. Onda electromagnética al aire libre

Las proyecciones del campo eléctrico son:

$$E_x = 0; \quad E_y = E_{ym} \sin(\omega t + \phi); \quad E_z = 0$$

Usando la segunda ecuación de Maxwell dada por III.6 se tiene

$$\begin{aligned} \frac{dE_{ym}}{dz} &= -j \omega \mu H_{xm} \\ 0 &= -j \omega \mu H_{ym} \\ 0 &= -j \omega \mu H_{zm} \end{aligned}$$

por lo tanto, $H_{ym} = H_{zm} = 0$ y resulta

$$H_{xm} = -\frac{1}{j \omega \mu} \frac{dE_{ym}}{dz} \quad (\text{III.9})$$

Considerando la primera ecuación de Maxwell dada por III.5 obtenemos

$$-\frac{dH_{xm}}{dz} = j \omega \epsilon E_{ym}$$

ya que sólo se tiene la componente H_{xm} . Sustituyendo en esta ecuación la III.9, resulta

$$\frac{d^2 E_{ym}}{dz^2} = -\omega^2 \mu \epsilon E_{ym}$$

si se hace $K^2 = \omega^2 \mu \epsilon$, el resultado es

$$\frac{d^2 E_{ym}}{dz^2} + K^2 E_{ym} = 0 \quad (\text{III.10})$$

la solución de esta ecuación es de la forma

$$E_{ym} = C_1 e^{-jKz} + C_2 e^{jKz} \quad (\text{III.11})$$

como la onda se propaga en el espacio ilimitado no habrá reflexión, por lo que resulta

$$E_{ym} = C_1 e^{-jKz} = E_m e^{-jKz} \quad (\text{III.12})$$

por la naturaleza de la exponencial; para este caso particular se establece como coeficiente de fase

$$K = \beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$$

Para determinar el campo magnético se usa la ecuación III.9 en combinación con la III.12; de donde resulta

$$H_{xm} = -\frac{1}{j \omega \mu} \frac{dE_{ym}}{dz} = \frac{\beta}{\omega \mu} E_m e^{-j\beta z} = \frac{E_m}{Z_{og}} e^{-j\beta z}$$

donde

$$Z_{og} = \frac{\omega \mu}{\beta} = \frac{\omega \mu}{\omega \sqrt{\mu \epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Considerando las características del aire con $\epsilon = \frac{1}{4\pi \times 9 \times 10^9} \text{ F/m}$ y $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ resulta $Z_{og} = 120\pi \approx 377 \text{ ohms}$.

La velocidad de fase será $V_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\omega \sqrt{\mu \epsilon}} = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$; es decir, igual a la velocidad de la luz. La longitud de onda es

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad \therefore \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

De manera general, las ecuaciones de onda para los campos eléctrico y magnético se escriben de la siguiente manera:

$$\nabla^2 E = -\mu \epsilon \omega^2 E = -K^2 E \quad (\text{III.13})$$

$$\nabla^2 H = -K^2 H \quad (\text{III.14})$$

cuando la onda electromagnética tiene proyecciones en los tres ejes de referencia.

III.2.2. La onda electromagnética en un medio conductor

En esta sección procederemos de forma similar a la sección III.2.1, por lo que las ecuaciones fundamentales de Maxwell para un medio conductor son:

$$\nabla \times H = \sigma E + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (\text{III.15})$$

$$\nabla \times E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad (\text{III.16})$$

$$\nabla \cdot E = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{III.17})$$

$$\nabla \cdot \mu H = 0 \quad (\text{III.18})$$

$$\nabla \times H_m = (\sigma + j \omega \epsilon) E_m \quad (\text{III.19})$$

$$\nabla \times E_m = -j \omega \mu H_m \quad (\text{III.20})$$

$$\nabla \cdot E_m = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{III.21})$$

$$\nabla \cdot \mu H_m = 0 \quad (\text{III.22})$$

Analícemos ahora una onda electromagnética plana, armónica linealmente polarizada que se propaga en un medio conductor.

El eje y es paralelo a la intensidad del campo eléctrico, el eje x es paralelo al campo magnético y el eje z es la dirección de propagación de la onda electromagnética, tal como se ilustra en la figura III.3.

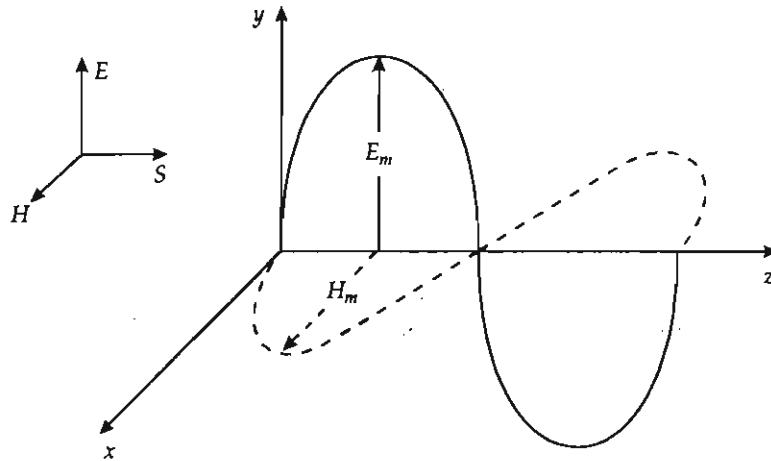


Figura III.3. Onda electromagnética en un medio conductor

La segunda ecuación de Maxwell (III.20) toma la forma

$$\begin{aligned}\frac{dE_{ym}}{dz} &= -j \omega \mu H_{xm} \\ 0 &= -j \omega \mu H_{ym} \\ 0 &= -j \omega \mu H_{zm}\end{aligned}$$

por lo tanto

$$H_m = H_{xm} = -\frac{1}{j \omega \mu} \frac{dE_{ym}}{dz} \quad (\text{III.23})$$

La primera ecuación de Maxwell (III.19) será

$$-\frac{dH_{xm}}{dz} = (\sigma + j \omega \epsilon) E_{ym}$$

Sustituyendo III.23 en esta expresión, resulta

$$\frac{d^2 E_{ym}}{dz^2} = j \omega \mu (\sigma + j \omega \epsilon) E_{ym} \quad (\text{III.24})$$

si se hace $\gamma^2 = j \omega \mu (\sigma + j \omega \epsilon)$ la solución de III.24 es

$$E_{ym} = C_1 e^{-\gamma z} + C_2 e^{\gamma z} \quad (\text{III.25})$$

y se establece al coeficiente de propagación como

$$\gamma = \sqrt{j \omega \mu (\sigma + j \omega \epsilon)} = \alpha + j \beta$$

donde el coeficiente de atenuación α toma la forma

$$\alpha = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2} + 1} - 1 \right)}$$

y el coeficiente de fase β toma la forma

$$\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2} + 1} + 1 \right)}$$

Para determinar el campo magnético se combina III.23 con III.25; considerando solamente la onda incidente el resultado es

$$H_m = -\frac{1}{j \omega \mu} \frac{dE_{ym}}{dz} = \frac{\gamma}{j \omega \mu} E_{ym} e^{-\gamma z} = \frac{E_m}{Z_g} e^{-\gamma z}$$

por lo que la impedancia característica es $Z_g = \frac{j\omega\mu}{\gamma}$.

Si se desarrollan las ecuaciones de Maxwell III.15 y III.16 con sus tres proyecciones cartesianas, obtenemos un conjunto de ecuaciones satisfechas por dos tipos de ondas, las cuales pueden existir de manera independiente. Dichas ondas se conocen como onda E o modo TM, y onda H o modo TE, cuyo comportamiento se deduce en las siguientes secciones.

III.3. MODO TRANSVERSO ELÉCTRICO (TE)

El modo transverso eléctrico se caracteriza porque el campo eléctrico en la dirección de propagación es cero, lo que quiere decir que el campo eléctrico siempre es transverso a la dirección de propagación ($E_z = 0$), por lo que el comportamiento de la guía de onda se determina a partir de sus demás componentes considerando $H_z \neq 0$.

III.3.1. Modo TE en guías de onda rectangulares

En la figura III.4 se muestra una guía de onda rectangular con dimensiones $a \times b$; se le determinará la ecuación de onda y sus componentes eléctricos y magnéticos para este modo de propagación.

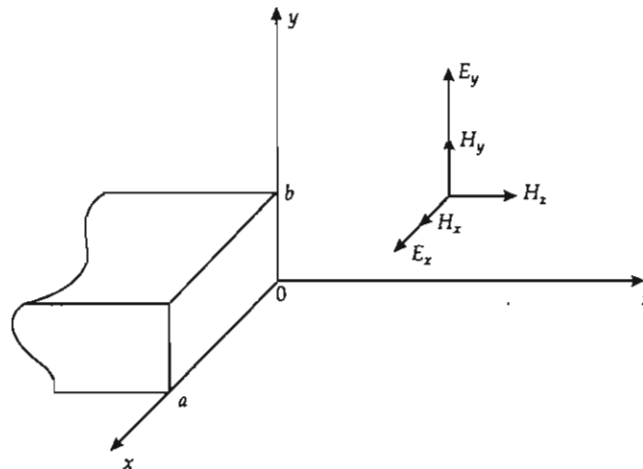


Figura III.4. Guía de onda rectangular en el modo TE

La ecuación que establece el comportamiento de la onda electromagnética en un medio dieléctrico se toma de la ecuación III.14, de donde resulta

$$\nabla^2 H_z = -K^2 H_z \quad (\text{III.26})$$

Haciendo uso del método de variables separables se propone como solución de la ecuación anterior

$$H_z = X(x) \cdot Y(y) \cdot Z(z) \quad (\text{III.27})$$

Si $Z(z)$ se considera una onda progresiva del tipo $Z = Z_m e^{-\gamma z}$ sus derivadas parciales serán

$$\frac{\partial Z}{\partial z} = -\gamma Z_m e^{-\gamma z} = -\gamma Z \quad \text{y} \quad \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} = \gamma^2 Z_m e^{-\gamma z} = \gamma^2 Z$$

por lo que la derivación parcial respecto a z se reduce a la simple multiplicación de la cantidad que se va a derivar por $-\gamma$ es decir $\frac{\partial}{\partial z} = -\gamma$; $\frac{\partial^2}{\partial z^2} = \gamma^2$, etcétera.

Aplicando la ecuación III.27 a la III.26 y dividiendo a continuación entre $X(x)$, $Y(y)$ y $Z(z)$, se llega a

$$\frac{X''(x)}{X(x)} + \frac{Y''(y)}{Y(y)} + \frac{Z''(z)}{Z(z)} = -K^2 \quad (\text{III.28})$$

Ya que la suma de los cocientes es una constante, se puede establecer que

$$\frac{X''(x)}{X(x)} = K_x^2, \quad \frac{Y''(y)}{Y(y)} = K_y^2, \quad \frac{Z''(z)}{Z(z)} = \gamma^2$$

de donde resulta

$$K_x^2 + K_y^2 + \gamma^2 = -K^2 \quad (\text{III.29})$$

si se establece que $-K_C^2 = K_x^2 + K_y^2$; sustituyendo en la ecuación III.29 al despejar a γ , resulta $\gamma = \pm \sqrt{K_C^2 - K^2}$

Si la onda se propaga en un medio dieléctrico resulta deseable que no exista atenuación, por lo que se debe cumplir que $K > K_C$ para que resulte $\gamma = \pm j \beta_g = \pm j \sqrt{K^2 - K_C^2}$; por consiguiente $\beta_g = \sqrt{K^2 - K_C^2}$ es el coeficiente de fase para este modo de transmisión.

Ya que ahora conocemos γ es posible establecer como solución una onda progresiva tipo $Z(z) = e^{\pm j \beta_g z}$ a lo largo de la dirección de propagación.

En dirección de los ejes x y y , el campo magnético puede variar siguiendo una ley senoidal o cosenoidal, por lo que se proponen las siguientes soluciones:

$$X(x) = A \sin K_x x + B \cos K_x x \quad (\text{III.30})$$

$$Y(y) = C \sin K_y y + D \cos K_y y \quad (\text{III.31})$$

Debido a que la onda electromagnética viaja dentro de una guía rectangular, deben establecerse condiciones de frontera; es decir, en las paredes semiconductoras de la guía la componente normal de la intensidad de campo magnético es igual a cero; en otras palabras, se deben cumplir los siguientes requerimientos:

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \text{ en } x = 0 \text{ y en } x = a$$

$$\text{y } \frac{\partial H_z}{\partial y} = 0 \text{ en } y = 0 \text{ y en } y = b$$

Aplicando derivadas parciales a las ecuaciones III.30 y III.31, resulta

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = [AK_x \cos K_x x - BK_x \sin K_x x] \cdot Y(y) \cdot Z(z) \quad (\text{III.32})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} = [CK_y \cos K_y y - DK_y \sin K_y y] \cdot X(x) \cdot Z(z) \quad (\text{III.33})$$

Para que se cumplan las condiciones de frontera es necesario que

$$K_x = \frac{m\pi}{a}; \quad K_y = \frac{n\pi}{b}; \quad A = 0 = C$$

donde:

m = número de medias ondas a lo largo de a

n = número de medias ondas a lo largo de b .

Finalmente, la ecuación III.27 toma la forma

$$H_z = H_m \left\{ \cos \frac{m\pi}{a} x \right\} \cdot \left\{ \cos \frac{n\pi}{b} y \right\} \cdot |e^{\pm j\beta_z z}| \quad (\text{III.34})$$

A partir de la ecuación III.34 se determinan las demás componentes de los campos eléctrico y magnético, aplicando las primeras dos ecuaciones de Maxwell dadas por III.5 y III.6, por lo que se llega a

$$-\gamma E_y = -j\omega\mu H_x \quad (\text{III.35})$$

$$\gamma E_x = -j\omega\mu H_y \quad (\text{III.36})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (\text{III.37})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \gamma H_y = -j\omega\epsilon E_x \quad (\text{III.38})$$

$$\gamma H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\epsilon E_y \quad (\text{III.39})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = 0 \quad (\text{III.40})$$

Arreglando las ecuaciones anteriores en función de H_z obtenemos

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{K_C^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} = \frac{j\omega\mu m\pi H_m}{bK_C^2} \left\{ \cos \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \sin \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_s z} \quad (\text{III.41})$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{K_C^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} = \frac{-j\omega\mu m\pi H_m}{aK_C^2} \left\{ \sin \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \cos \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_s z} \quad (\text{III.42})$$

$$H_x = \frac{\gamma}{K_C^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} = \frac{-j\beta_s m\pi H_m}{aK_C^2} \left\{ \sin \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \cos \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_s z} \quad (\text{III.43})$$

$$H_y = \frac{\gamma}{K_C^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} = \frac{-j\beta_s n\pi H_m}{bK_C^2} \left\{ \cos \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \sin \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_s z} \quad (\text{III.44})$$

$$\text{con } K_C^2 = \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2$$

Las velocidades de fase y de grupo están dadas por

$$V_f = \frac{C}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}}; \quad V_g = c \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}$$

donde C es la velocidad de la luz al aire libre y f_c representa la frecuencia de corte de la guía de onda en este modo de transmisión.

En general el modo TE se puede escribir como TE_{mn} donde los subíndices son para denominar un modo específico de transmisión. Sustituyendo $m = 1$ y $n = 0$ encontramos que es el modo que requiere la más baja potencia de excitación con la más baja frecuencia de operación, denominándosele *modo dominante*.

De manera similar a los casos anteriores es posible combinar las ecuaciones de Maxwell para relacionar el campo magnético con el campo eléctrico para así determinar la impedancia característica en el modo TE que resulta

$$Z_{TE} = \frac{Z_{og}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} \quad (\text{III.45})$$

donde f_c está dada por

$$f_c = \frac{C}{\lambda_c} = \frac{C}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2} \quad (\text{III.46})$$

Si $K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$ y $\lambda_c = \frac{2\pi}{K_c}$ la longitud de onda de corte en función de las dimensiones de la guía está dada por

$$\lambda_c = \frac{2ab}{\sqrt{a^2n^2 + b^2m^2}}$$

Se ha establecido que la longitud de onda de la guía (λ_g) es diferente a la longitud de onda al aire libre (λ_0), por lo que su relación con ella y con la longitud de onda de corte (λ_c) es $\frac{1}{\lambda_g^2} = \frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}$.

Tanto las componentes transversales como la axial del campo magnético producen corrientes que proporcionan pérdidas en las paredes de la guía; puesto que esas paredes no son conductores perfectos, hay cierto grado de atenuación simbolizado por la expresión

$$\alpha_{TE} = \frac{\sqrt{\frac{2\omega\mu_0}{\sigma}}}{b\left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)} Z_{TE} \left(\frac{m^2b^3 + n^2a^3}{m^2b^2a + n^2a^3} \right) \quad \text{neper / cm}$$

III.3.2. Modo TE en guía de onda circular

Para determinar el comportamiento del modo TE en una guía de onda circular consideraremos la guía que aparece en la figura III.5.

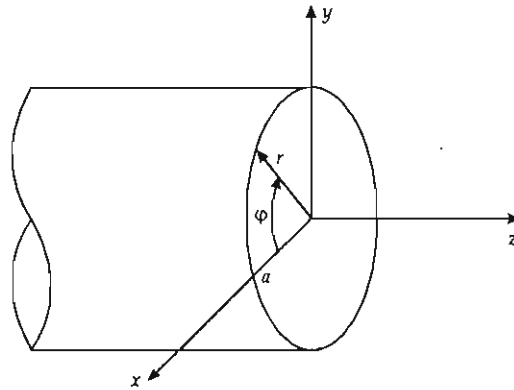


Figura III.5. Guía de onda circular

En este caso se emplean las coordenadas cilíndricas, donde r es el radio cuyo máximo valor es a , mientras que ϕ representa el ángulo con respecto a x . De nueva cuenta tenemos que considerar una onda plana linealmente polarizada que se desplaza a lo largo del eje z en un medio dieléctrico; para lo que tenemos que considerar la ecuación III.14.

El laplaciano en coordenadas cilíndricas toma la forma

$$\nabla^2 H_z = \frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} \quad (\text{III.47})$$

Apoyándonos en el sistema de coordenadas para la expresión anterior proponemos la siguiente solución:

$$H_z = H_m \cdot R(r) \cdot \Phi(\varphi) \cdot Z(z) \quad (\text{III.48})$$

Ya que se trata de una onda progresiva, se establece que

$$Z(z) = e^{\pm j\beta_z z} \quad (\text{III.49})$$

La solución $R(r)$ son las funciones de Bessel dadas por $J_n(K_C r)$ y la $\Phi(\varphi)$, las trigonométricas $\cos \varphi$ y $\sin \varphi$.

Finalmente la expresión III.48 toma la forma siguiente

$$H_z = H_m \cdot J_n(K_C r) \cdot \begin{cases} \cos n \varphi \\ \sin n \varphi \end{cases} \cdot e^{\pm j\beta_z z} \quad (\text{III.50})$$

dependiendo de la ortogonalidad se considera $\cos n \varphi$ o $\sin n \varphi$.

Para este caso las condiciones de frontera se reducen a $\frac{\partial H_z}{\partial r} = 0$ para $r = a$, por lo que en la expresión III.50 el único componente afectado es la función de Bessel; es decir, se debe cumplir que $J'_n(K_C a) = 0$.

Los valores m, n que cumplen la condición anterior, se muestran en el cuadro III.1.

CUADRO III.1. Raíces de $J'_n(K_C a) = 0$

	$m = 0$	1	2	3
$n = 1$	3.8	1.8	3.05	4.2
2	7.0	5.3	6.7	8.0
3	10.17	8.5	9.96	11.34
4	13.32	11.7	13.17	14.58

En este cuadro observamos que la raíz más pequeña corresponde a $m = 1$ y $n = 1$, por lo que el modo dominante es TE_{11} , donde m representa el número de variaciones radiales y n el de variaciones angulares.

La longitud de onda de corte se puede calcular $\lambda_c = \frac{2\pi}{K_C}$, de donde resulta $\lambda_c = \frac{2\pi a}{\text{Raíz}} = \frac{\pi D}{\text{Raíz}}$; o bien $\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon} f_c}$, donde $2a$ es el diámetro de la guía de onda.

A partir de la expresión III.50 podemos determinar las demás componentes de los campos eléctricos y magnéticos gracias a las primeras dos ecuaciones de Maxwell expresadas en coordenadas cilíndricas:

$$\gamma E_\varphi = j \omega \mu H_r \quad (\text{III.51})$$

Guías de onda

$$\gamma E_r = -j \omega \mu H_\phi \quad (\text{III.52})$$

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (r E_\phi) - \frac{\partial E_r}{\partial \phi} \right] = -j \omega \mu H_z \quad (\text{III.53})$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \gamma H_\phi = j \omega \epsilon E_r \quad (\text{III.54})$$

$$\gamma H_r - \frac{\partial H_z}{\partial r} = j \omega \epsilon E_\phi \quad (\text{III.55})$$

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (r H_\phi) - \frac{\partial H_r}{\partial \phi} \right] = 0 \quad (\text{III.56})$$

Si resolvemos de III.51 a III.56, las componentes transversales son:

$$E_r = \frac{j \omega \mu}{K_c^2 r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} = \frac{j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} n \left(\frac{f}{f_c} \right)}{K_c r} H_m J_n(K_c r) \begin{Bmatrix} \text{sen } n\phi \\ -\cos n\phi \end{Bmatrix} e^{\pm j \beta_s z} \quad (\text{III.57})$$

$$E_\phi = \frac{j \omega \mu}{K_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial r} = j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \left(\frac{f}{f_c} \right) H_m J'_n(K_c r) \begin{Bmatrix} \cos n\phi \\ \text{sen } n\phi \end{Bmatrix} e^{\pm j \beta_s z} \quad (\text{III.58})$$

$$H_r = \frac{\gamma}{K_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial r} = -j \left(\frac{f}{f_c} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2} H_m J'_n(K_c r) \begin{Bmatrix} \cos n\phi \\ \text{sen } n\phi \end{Bmatrix} e^{\pm j \beta_s z} \quad (\text{III.59})$$

$$H_\phi = \frac{\gamma}{K_c^2 r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} = \frac{j n \left(\frac{f}{f_c} \right)}{K_c r} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2} H_m J_n(K_c r) \begin{Bmatrix} \text{sen } n\phi \\ -\cos n\phi \end{Bmatrix} e^{\pm j \beta_s z} \quad (\text{III.60})$$

La impedancia TE para la guía de onda circular toma la misma expresión que para la guía rectangular, o sea

$$-\frac{E_\phi}{H_r} = Z_{\text{TEO}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}}$$

La atenuación en la guía, debido a las pérdidas en las paredes superconductoras, toma la siguiente expresión,

$$\alpha_{\text{TEO}} = \frac{\sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}}{a Z_{\text{TE}}} \left(\frac{\epsilon}{\omega} \right) \left[\left(\frac{f_c}{f} \right)^2 + \frac{n^3}{[\text{Raíz}]^2 - n^2} \right] \text{ neper / cm}$$

III.4. MODO TRANSVERSO MAGNÉTICO (TM)

Para considerar el modo transverso magnético es requisito indispensable que $H_z = 0$, es decir, que el campo magnético siempre sea transverso a la dirección de propagación, por lo que las componentes de la onda electromagnética serán E_z , E_x , E_y , H_x y H_y .

III.4.1. Modo TM en guías de onda rectangulares

La expresión que rige el comportamiento de la onda electromagnética se toma de la ecuación III.13, o sea

$$\nabla^2 E_z = -K^2 E_z \quad (\text{III.13})$$

Basándonos en el método de variables separables proponemos como solución

$$E_z = X(x) \cdot Y(y) \cdot Z(z) \quad (\text{III.61})$$

Al resolver III.13 con III.61 y dividiendo entre $X(x)$, $Y(y)$ y $Z(z)$, obtenemos

$$\frac{X''(x)}{X(x)} + \frac{Y''(y)}{Y(y)} + \frac{Z''(z)}{Z(z)} = -K^2 \quad (\text{III.62})$$

Si aplicamos el mismo criterio establecido en la sección III.3.1, se obtiene

$$K_x^2 + K_y^2 + \gamma^2 = -K^2 \quad (\text{III.63})$$

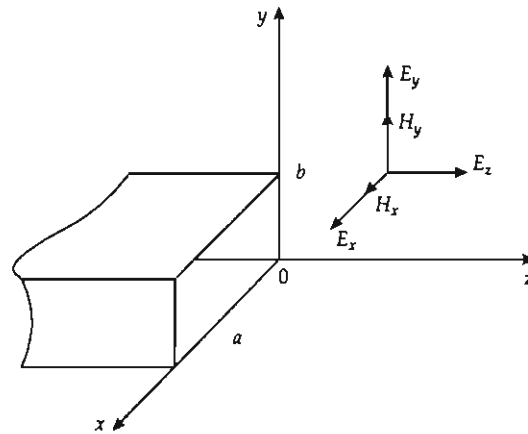


Figura III.6. Guía de onda rectangular en el modo TM

Si se establece que $-K_C^2 = K_x^2 + K_y^2$ resulta $\gamma = \pm \sqrt{K_C^2 - K^2}$.

Cuando la onda electromagnética viaja con mínima atenuación en un medio dieléctrico y se espera que se cumpla $K > K_C$ obtenemos

$$\gamma = \pm j\beta_g = \pm \sqrt{K^2 - K_C^2}$$

por lo que $\beta_g = \sqrt{K^2 - K_C^2}$ es la constante de fase para este modo de transmisión.

Estableciendo que $Z(z) = e^{\pm j\beta_g z}$ es una onda progresiva y considerando que el campo eléctrico E_z puede presentar variaciones que sigan una ley senoidal o cosenoidal, proponemos las siguientes soluciones:

$$X(x) = A \sin K_x x + B \cos K_x x \quad (\text{III.64})$$

$$Y(y) = C \sin K_y y + D \cos K_y y \quad (\text{III.65})$$

Las constantes A , B , C y D se determinan a partir de las condiciones de frontera, que en este caso resultan

$$E_{tx} = 0 \text{ en } x=0 \text{ y en } x=a$$

$$E_{ty} = 0 \text{ en } y=0 \text{ y en } y=b$$

obteniendo

$$K_x = \frac{m\pi}{a}; \quad K_y = \frac{n\pi}{b}; \quad B=0; \quad D=0$$

La expresión final para E_z resulta

$$E_z = E_m \left\{ \sin \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \sin \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_g z} \quad (\text{III.66})$$

A partir de III.66 es posible determinar las demás componentes de los campos eléctricos y magnéticos por medio de las primeras ecuaciones de Maxwell, y se obtiene

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma E_y = -j\omega\mu H_x \quad (\text{III.67})$$

$$\gamma E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \quad (\text{III.68})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = 0 \quad (\text{III.69})$$

$$\gamma H_y = j\omega\epsilon E_x \quad (\text{III.70})$$

$$\gamma H_x = j\omega\epsilon E_y \quad (\text{III.71})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_z \quad (\text{III.72})$$

Nuevamente resolvemos las expresiones anteriores y desarrollamos las componentes eléctricas y magnéticas para obtener

$$E_x = \frac{\gamma}{K_C^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} = \frac{j\beta_g m\pi}{aK_C^2} E_m \left\{ \cos \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \sin \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_g z} \quad (\text{III.73})$$

$$E_y = \frac{\gamma}{K_C^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} = \frac{j\beta_g n\pi}{bK_C^2} E_m \left\{ \sin \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \cos \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_g z} \quad (\text{III.74})$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{K_C^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{bK_C^2} E_m \left\{ \sin \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \cos \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_g z} \quad (\text{III.75})$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon}{K_C^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{aK_C^2} E_m \left\{ \cos \frac{m\pi}{a} x \right\} \left\{ \sin \frac{n\pi}{b} y \right\} e^{\pm j\beta_g z} \quad (\text{III.76})$$

Para este caso nos encontramos con que el modo dominante es TM_{11} . Para determinar la impedancia de la guía en este modo de transmisión se combinan las primeras dos ecuaciones de Maxwell:

$$Z_{\text{TM}} \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} = Z_{\text{og}} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

donde $\gamma = jK\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$ y $Z_{\text{og}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$; la frecuencia de corte está dada por

$$f_c = \frac{C}{\lambda_c} = \frac{C}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

también tenemos

$$\lambda_c = \frac{2ab}{\sqrt{a^2 n^2 + b^2 m^2}}; \quad V_f = \frac{C}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}; \quad V_g = C \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

Si R_p es la resistencia de las paredes de la guía, la pérdida en la potencia causada por la disipación en las paredes de la guía es

$$\alpha_{\text{TM}} = \frac{2R_p}{bZ_{\text{TM}} \sqrt{1 - \frac{K_C^2}{K^2}}} \frac{m^2 b^3 + n^2 a^3}{m^2 b^2 a + n^2 a^3} \quad \text{neper / cm}$$

III.4.2. Modo TM en guía de onda circular

Para este modo de transmisión consideraremos la guía de onda que aparece en la figura III.7, donde r es el radio cuyo máximo valor es a , y ϕ , el ángulo con respecto a x .

Puesto que se trata de una onda linealmente polarizada con propagación a lo largo del eje z , utilizaremos la ecuación III.13, por lo que el laplaciano en coordenadas cilíndricas es

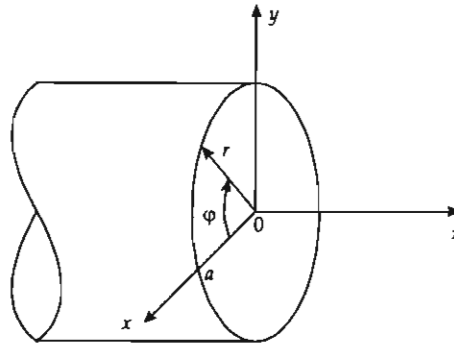


Figura III.7. Guía de onda circular en el modo TM

$$\nabla^2 E_z = \frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} \quad (\text{III.77})$$

Como solución de III.77 se propone

$$E_z = E_m \cdot R(r) \cdot \Phi(\varphi) \cdot Z(z) \quad (\text{III.78})$$

En la dirección de propagación tenemos una onda progresiva del tipo $Z(z) = e^{\pm j\beta_z z}$.

La componente radial está relacionada con las funciones de Bessel dadas por $J_n(K_C r)$, mientras que la angular dependerá de las funciones trigonométricas $\cos \varphi$ y $\sin \varphi$; de ahí que la expresión III.78 tome la siguiente forma:

$$E_z = E_m \cdot J_n(K_C r) \cdot \begin{Bmatrix} \cos n\varphi \\ \sin n\varphi \end{Bmatrix} \cdot e^{\pm j\beta_z z} \quad (\text{III.79})$$

Para este modo de transmisión la condición de frontera es $E_z = 0$ en $r = a$, o sea $J_n(K_C a) = 0$.

De acuerdo con lo anterior, las raíces de $J_n(K_C a) = 0$ para diferentes valores de n y m se muestran en el cuadro III.2.

De los valores mostrados observaremos que la raíz más pequeña corresponde a TM_{01} , siendo éste el modo dominante.

Como $\lambda_c = \frac{2\pi}{K_C}$ por lo tanto $\lambda_c = \frac{2\pi a}{\text{Raíz}}$.

Haciendo uso de las primeras dos ecuaciones de Maxwell encontramos las relaciones entre E_z y las demás componentes de la onda electromagnética:

$$E_r = \frac{\gamma}{K_C^2} \frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{-j \left(\frac{f}{f_c} \right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} E_m \cdot J_n'(K_C r) \begin{Bmatrix} \cos n\varphi \\ \sin n\varphi \end{Bmatrix} \cdot e^{\pm j\beta_z z} \quad (\text{III.80})$$

$$E_\varphi = \frac{\gamma}{K_C^2 r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} = \frac{j n \left(\frac{f}{f_c} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}}{K_C r} E_m \cdot J_n(K_C r) \begin{Bmatrix} \sin n\varphi \\ -\cos n\varphi \end{Bmatrix} \cdot e^{\pm j\beta_z z} \quad (\text{III.81})$$

CUADRO III.2. Raíces de $J_n(K_c a) = 0$

	$m = 0$	1	2	3
$n = 1$	2.40	3.83	5.13	6.38
2	5.52	7.01	8.41	9.76
3	8.65	10.17	11.62	13.01
4	11.79	13.32	14.79	16.22

$$H_r = \frac{j\omega\epsilon}{K_c^2 r} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} = \frac{-jnf}{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} K_c f_c r} E_m \cdot J_n(K_c r) \begin{Bmatrix} \sen n\phi \\ -\cos n\phi \end{Bmatrix} \cdot e^{\pm j\beta_s z} \quad (\text{III.82})$$

$$H_\phi = \frac{-j\omega\epsilon}{K_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{-j\left(\frac{f}{f_c}\right)}{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}} E_m \cdot J_n'(K_c r) \begin{Bmatrix} \cos n\phi \\ \sen n\phi \end{Bmatrix} \cdot e^{\pm j\beta_s z} \quad (\text{III.83})$$

La impedancia de la guía de onda en este modo se determina a partir de

$$\frac{-E_\phi}{H_r} = Z_{\text{TMO}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

la atenuación en la pared de la guía resulta que es

$$\alpha_{\text{TMO}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma}}}{a\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad \text{neper / cm}$$

Ejercicio III.1

Tenemos una guía de onda rectangular tipo RG-52U de bronce con dimensiones internas de 0.9×0.4 pulgadas y dimensiones externas de 1×0.5 pulgadas.* Este tipo de guía tiene un intervalo de operación de 8.2 a 12.4 GHz en el modo dominante, por lo que se le pide demostrar el modo dominante.

Solución

Se determinan los parámetros de la guía en varios modos de operación y se deduce el modo dominante TE.

* Véase al final del capítulo.

Modo de operación	λ_c cm	f_c GHz	V_f m/s	V_g m/s	Z_{TE} ohm
10	4.57	6.56	5×10^8	1.8×10^8	628.32
01	2.032	14.764	imag.	imag.	imag.
02	1.016	29.52	imag.	imag.	imag.
11	1.857	16.156	imag.	imag.	imag.
20	2.286	13.123	imag.	imag.	imag.
30	1.524	19.685	imag.	imag.	imag.

III.5. MODO TRANSVERSO ELECTROMAGNÉTICO (TEM)

Para este modo de transmisión, de acuerdo con lo establecido para los modos TE y TM, se requiere que $E_z = 0$ y $H_z = 0$, lo que quiere decir que no existe componente eléctrica y magnética en la dirección de propagación desde el punto de vista de las guías de onda. Sin embargo, este es el modo dominante para las líneas de transmisión ya que los campos transversales eléctrico y magnético son el resultado del voltaje y la corriente respectivamente.

En la figura III.8, se muestra el modo TEM en una línea coaxial donde las líneas de voltaje (campo eléctrico) se extienden de un conductor a otro; las líneas magnéticas, por su parte, son círculos cerrados alrededor del conductor interno y ambos campos son perpendiculares entre sí, sin componente en la dirección de propagación.

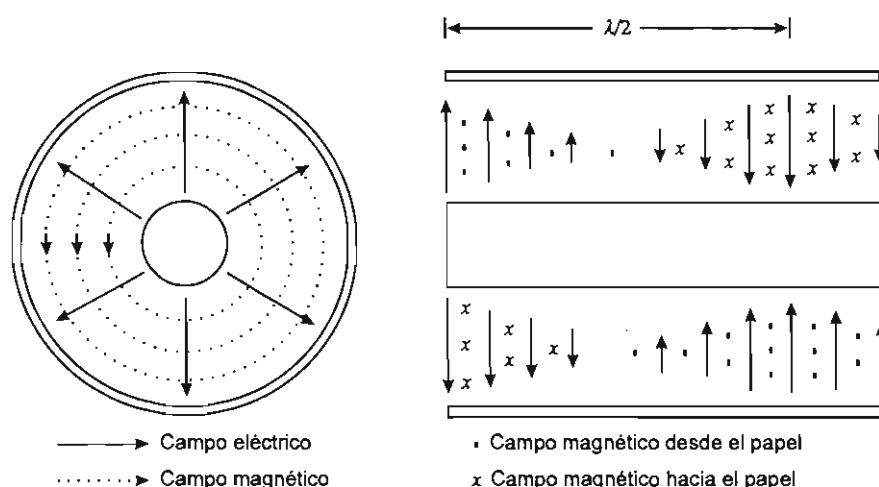


Figura III.8. Modo TEM en una línea coaxial

Este modo de propagación no tiene longitud de onda de corte por lo que puede usarse para enviar frecuencias desde corriente directa hasta cientos de MHz. El comportamiento de la línea coaxial lo explicamos en el capítulo anterior.

III.6. ACOPLADORES DIRECCIONALES

Los componentes que se emplean en guías de onda usualmente se diseñan según el número de puertos de entrada y salida, lo mismo que de los requerimientos de potencia de salida. Los acopladores pueden tener tres o más puertos.

III.6.1. Acoplador de tres puertos

Los elementos acopladores pueden estar en serie o en paralelo con el sistema de transmisión con guía de onda. La configuración del campo, y consecuentemente el modo, es importante para determinar si un elemento dado está en serie o en paralelo con el sistema de transmisión.

Un elemento está en serie si la señal alimentada en la rama de entrada divide la energía y está en oposición de fase en las ramas de salida a una distancia igual de la unión (campo eléctrico en serie), tal como se ve en la figura III.9, en donde se aprecia también su circuito equivalente. Esta configuración representa un acoplador de 3 dB.

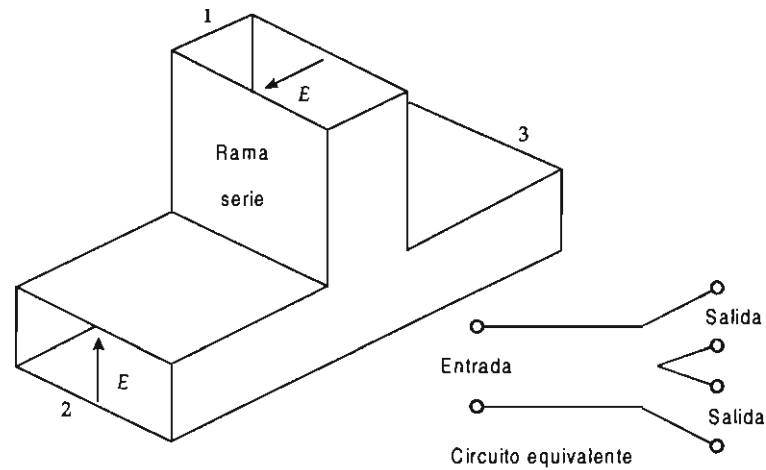


Figura III.9. Acoplador π de tres puertos en el plano E

Un elemento está en paralelo si la señal alimentada en la rama de entrada divide la energía y mantiene la misma fase en las ramas de salida a una distancia igual de la unión (campo eléctrico en paralelo), como se ilustra en la figura III.10, que también muestra su circuito equivalente.

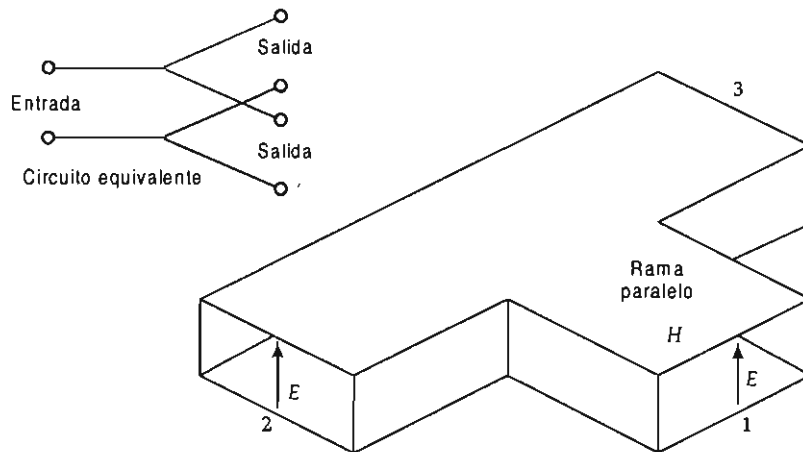


Figura III.10. Acoplador π de tres puertos en el plano H

Los anteriores acopladores se construyen de tal manera que las longitudes de las ramas y su separación son aproximadamente de $\lambda/4$. La impedancia característica de las ramas de salida es aproximadamente la misma que la de la rama de entrada. El acoplamiento se ajusta cuando se varía

la longitud y el ancho de las guías de onda; la directividad es una función del espaciamiento entre las ramas de salida.

La división de potencia se logra cuando se emplea una guía de onda bifurcada como la que aparece en la figura III.11. En este tipo de acoplador la sección transversal de la guía de onda se divide en dos, de la mitad de la altura original, por medio de un séptum que se extiende hacia los puertos de salida. Para asegurar un buen acoplamiento el séptum debe ser muy delgado. En esta configuración las dos guías de onda originadas presentan la mitad de la impedancia de la guía original.

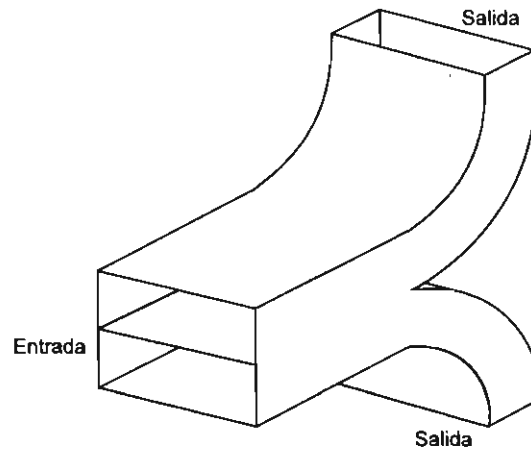


Figura III.11. Guía de onda bifurcada

Este arreglo es similar a la *T* serie; si el séptum no se encuentra en el centro de la guía de onda, la potencia de salida no se divide por partes iguales en los puertos de salida, por lo que la podemos diseñar para una determinada relación entre las potencias de salida. Si se usa más de un séptum se aumentan los puertos de salida y la potencia en cada uno de ellos dependerá de su altura con respecto a la altura original de la guía de onda.

III.6.2. Acoplador de cuatro puertos

Los acopladores pueden ser de tres puertos como los de las figuras anteriores, o de cuatro puertos, como el de la figura III.12.

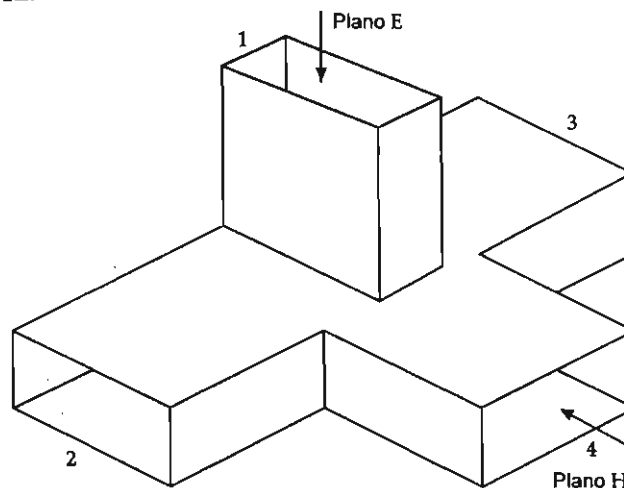


Figura III.12. Acoplador de cuatro puertos. Unión híbrida

Los acopladores de cuatro puertos se diseñan con guía de onda rectangular o cilíndrica, según las necesidades del sistema de transmisión. Este arreglo es combinación de una T en el plano E y una T en el plano H , que da lugar a lo que se conoce como unión híbrida.

La unión híbrida de 3 dB que vemos en la figura anterior posee las siguientes características: una señal alimentada en el plano H se divide en las ramas laterales con la misma fase, sin señal en la rama del plano E . Si una señal se alimenta en la rama E se dividirá en las ramas laterales con 180° fuera de fase, y ninguna señal aparecerá en la rama del plano H .

Si en la unión híbrida simultáneamente se alimentan señales en las ramas 1 y 4 (E y H), en las 2 y 3 tendremos ambas salidas: en una con igual fase y en la otra con 180° fuera de fase.

En la figura III.13 vemos un corte longitudinal de un acoplador direccional en donde se unieron dos guías de onda y se usó como pared común el ancho de cada una de ellas; también en la pared común de la guía se les hicieron dos huecos con una separación de $\lambda/4$. El diámetro del hueco varía de 0.1 a 0.4 del ancho de la guía de onda.

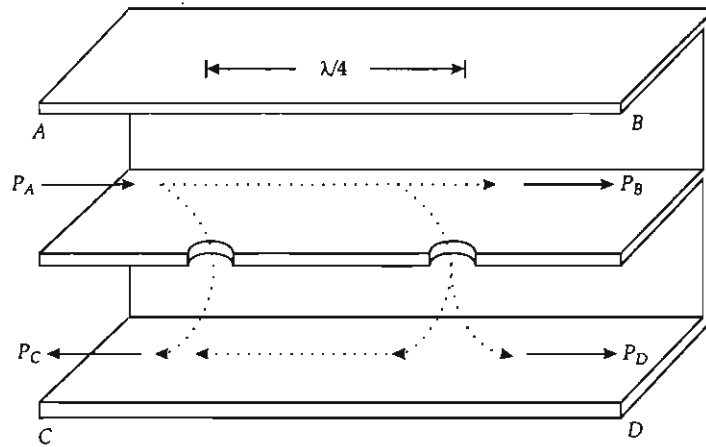


Figura III.13. Acoplador básico

La potencia incidente que entra en la rama A se transmitirá a la rama B , y otra pequeña cantidad a través de los dos huecos en la guía de onda que contiene las ramas C y D . La energía viajará en ambas direcciones desde cada hueco. Ambas señales se sumarán en fase a la dirección incidente, pudiéndose acoplar la energía en la rama D . Las dos señales se cancelarán en la dirección inversa sin que nada de energía quede acoplada en la rama C , ya que la distancia entre huecos es de $\lambda/4$ con una directividad perfecta. Esta explicación supone que no hay reflexiones ni ondas estacionarias, y que se espera que el tamaño de los huecos sea pequeño, de tal manera que la misma potencia se acople a cada hueco.

Por lo regular, un acoplador direccional se especifica por su acoplamiento C y su directividad D , simbolizados por

$$C = 10 \log \frac{P_D}{P_A}; \quad D = 10 \log \frac{P_D}{P_C}; \quad 10 \log \frac{P_C}{P_A} = C - D$$

•

III.6.3. Anillo híbrido

En la figura III.14 apreciamos un anillo híbrido construido con guía de onda rectangular; sus relaciones aparecen en el cuadro III.3.

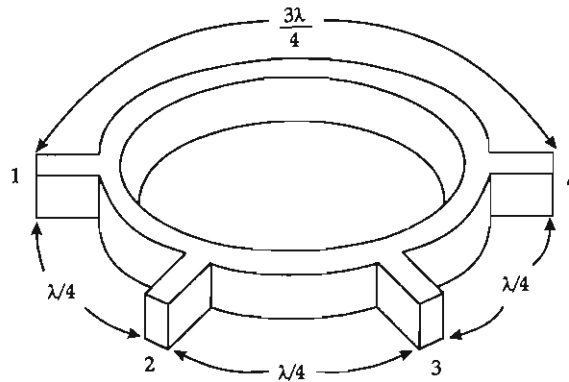


Figura III.14. Anillo híbrido

El anillo híbrido tiene propiedades similares a la *T* de cuatro puertos, donde se conjugan las ramas 1 y 3, lo mismo que las ramas 2 y 4. En el cuadro III.3 observamos cómo, según sea la rama que recibe la señal, la conjugada no presenta señal de salida.

En general un anillo híbrido tiene más capacidad para manejar la potencia que la *T* de cuatro puertos, debido a que la guía carece de elementos de igualación. Si en los puertos 1 y 3 se aplican señales de entrada, en el puerto 2 aparecerá la suma algebraica de las salidas, mientras que en el 4 veremos la diferencia algebraica.

CUADRO III.3. Relaciones de las señales en el anillo híbrido

Puerto de entrada	Puerto de salida	Sentido dextrógiro (SR)	Sentido levógiro (SI)	Amplitud de salida
1	2	$5\lambda/4$	$\lambda/4$	2S
	3	λ	$\lambda/2$	0
	4	$3\lambda/4$	$3\lambda/4$	2S
2	1	$\lambda/4$	$5\lambda/4$	2S
	3	$5\lambda/4$	$\lambda/4$	2S
	4	λ	$\lambda/2$	0
3	1	$\lambda/2$	λ	0
	2	$\lambda/4$	$5\lambda/4$	2S
	4	$5\lambda/4$	$\lambda/4$	2S
4	1	$3\lambda/4$	$3\lambda/4$	2S
	2	$\lambda/2$	λ	0
	3	$\lambda/4$	$5\lambda/4$	2S

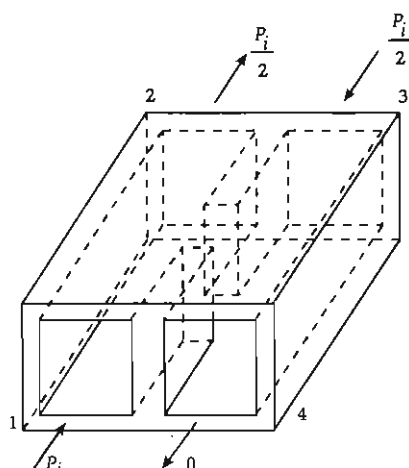


Figura III.15. Unión híbrida de ranura corta

III.6.4. Unión híbrida de ranura corta

La unión híbrida de ranura corta es otro tipo de acoplador con múltiples aplicaciones. A veces se le conoce como acoplador de 3 dB porque la potencia incidente en la rama 1 se divide por igual en las ramas 2 y 3. Cualquier componente de señal que cruce la unión tendrá una diferencia de 90° ; de tal modo que las señales de salida de las ramas 2 y 3 tendrán una diferencia relativa de fase de 90° . Operando este tipo de unión en la banda de 8.5 GHz a 9.5 GHz podremos dividir la potencia en partes iguales proporcionando un aislamiento mayor de 30 dB; asimismo podremos tener una ROE menor de 1.07. La ranura sustituye a los huecos del acoplador básico de la figura III.13.

III.6.5. Aplicación de acopladores

Una aplicación común de los acopladores direccionales consiste en medir por separado las potencias, transmitida o recibida, en un sistema de comunicación.

En ocasiones se usa material ferromagnético para la fabricación de componentes de microondas: como los acopladores de tres puertos.

Un aislador de ferrita es un componente de dos puertos que pasa señales de microondas con baja pérdida en la dirección delantera pero que absorbe la energía en la dirección inversa.

Un circulador de ferrita es un acoplador multipuerto donde la energía que alimenta al primer puerto únicamente se dirige al segundo, si se alimenta al segundo se va para el tercero, y así sucesivamente hasta que la energía que alimentará al último puerto se desvía para el primero. Lo ideal es que haya aislación o atenuación desde cualquier puerto hacia todos los demás, excepto al siguiente. Los circuladores más comunes son de tres y cuatro puertos.

III.7. CAVIDADES RESONANTES

Al inicio de este capítulo comentamos la propagación de la onda electromagnética al aire libre; ahora consideraremos una onda que viaja dentro de una guía de onda, por lo que nos encontramos con campos eléctrico y magnético viajando hacia la dirección de propagación de acuerdo con el vector de Umov-Poynting.

Si establecemos un circuito corto en el extremo distal de la guía de onda tendremos una reflexión completa y la onda regresará al extremo de excitación, produciendo una onda estacionaria. De manera similar a lo estudiado en el primer capítulo, en el circuito corto establecido en la guía de onda habrá un campo mínimo que se repetirá cada media longitud de onda hacia el extremo de excitación.

Si ahora colocamos otro circuito corto en alguno de los siguientes mínimos, la onda reflejada del extremo distal sería nuevamente reflejada en el segundo circuito corto y estaría en fase con la señal original. Esta situación da origen a una cavidad formada por la guía de onda y los dos circuitos cortos, por lo que la señal dentro de la cavidad rebota entre las dos placas de circuito corto. De lo anterior deducimos que la longitud de la cavidad debe ser un múltiplo entero de $\lambda/2$.

Al igual que los modos de propagación TE y TM de las guías de onda, también están los modos de cavidad TE y TM, sólo que éstos utilizan tres subíndices (TE_{mnp} , TM_{mnp}): los primeros dos (m y n) indican el modo de propagación de la guía de onda, mientras que el tercero indica la longitud de la cavidad en medias longitudes de onda. De ahí que el largo de la cavidad sea

$$d = p \frac{\lambda_g}{2}$$

y la longitud de onda resonante de la cavidad

$$\lambda_r = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2 + \left(\frac{p}{2d}\right)^2}}$$

para guías de onda rectangulares toma la forma

$$\lambda_r = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2}}$$

Para guías de onda cilíndricas tenemos

$$\lambda_r = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{p}{2d}\right)^2 + \left(\frac{1}{KD}\right)^2}}$$

donde d es el largo de la guía, D es el diámetro y $K = 0.82$ para los modos dominantes.

La máxima energía almacenada en el campo electromagnético de la cavidad resonante es

$$W_m = \frac{\epsilon E_m^2}{8} abd$$

y la potencia máxima es $P = \omega_r \cdot W_m$ donde $\omega_r = 2\pi f_r$

Para alimentar la cavidad con una señal existen tres métodos de acoplamiento: 1) bucle de acoplamiento, 2) punta de acoplamiento, y 3) acoplamiento a través de una abertura.

En la figura III.16 aprecien los tipos de acoplamiento en una cavidad resonante.

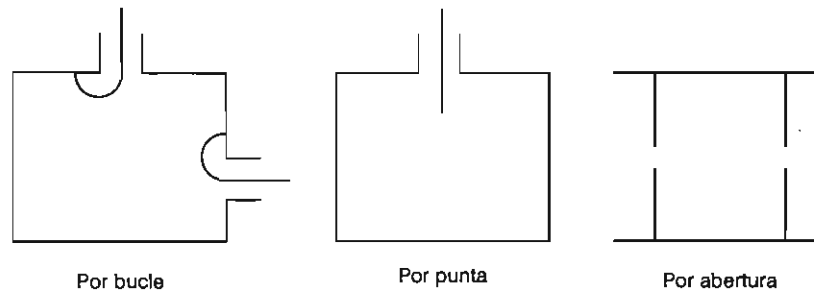


Figura III.16. Tipos de acoplamiento

Los dos primeros se usan para acoplar una línea coaxial a la cavidad; el tercero, para acoplar una guía de onda con la cavidad. Cuando se usa un bucle, éste debe introducirse de tal forma que las líneas de fuerza magnética del modo de cavidad deseado lo rodeen completamente. Si el bucle es paralelo a las líneas de fuerza magnética, el acoplamiento no se llevará a cabo, por lo que habrá que controlarlo conforme se va rotando dicho bucle.

Cuando se usa una punta, ésta debe insertarse en un punto de máxima intensidad de campo eléctrico y estar paralela a ese campo, por lo que es preciso ubicarla cerca del centro de la cavidad de $\lambda/2$. Su acoplamiento se controla cuando se varía la cantidad de inserción.

El acoplamiento por abertura se consigue por medio de un iris, un hueco o una ranura. Una simple cavidad rectangular puede consistir en dos juegos de iris en una guía de onda, tal como se muestra en la figura III.6.

Las cavidades se usan principalmente en circuitos de microondas; cuando son fijas sirven como elementos en filtros y como controles de frecuencia en osciladores; cuando son sintonizables, se acostumbra como ondámetros y preselectores en receptores. Una cavidad se hace sintonizable cuando alguna de sus dimensiones varía, por lo regular su longitud, y se calibra su variación.

III.8. RADIADORES TIPO CORNETA

Un radiador tipo corneta consta de una sección abierta de guía de onda, diseñada de forma tal que proporcione un patrón de iluminación o un ancho de haz deseado. Las cornetas se usan para acoplar guías de onda, tanto en la transmisión como en la recepción. También es de considerar su mayor capacidad de manejo de potencia y la flexibilidad de control sobre los patrones de radiación en los planos eléctrico y magnético.

Las configuraciones típicas de corneta son las sectoriales en el plano E y en el plano H , la piramidal, la cónica y la bicónica, tal como se ilustran en la figura III.17.

La corneta sectorial en el plano E difunde en el plano del campo eléctrico para el modo dominante TE_{10} . La corneta sectorial en el plano H difunde en el plano normal al plano E . El patrón de radiación de una corneta se determina por la distribución de amplitud y de fase sobre la apertura de la corneta.

La amplitud del campo eléctrico es uniforme en la dirección del campo eléctrico, por lo que las cornetas en el plano E tienen una iluminación de apertura relativamente constante. La amplitud del campo eléctrico en las cornetas en el plano H disminuye gradualmente hasta cero en los bordes de la corneta, por lo que presenta una iluminación cosenoidal sobre su apertura. I_E e I_H son las longitudes de apertura en el plano E y en el plano H respectivamente; están dadas en unidades consistentes con λ . Tanto en un plano como en el otro, hay una distribución de fase no uniforme sobre su apertura,

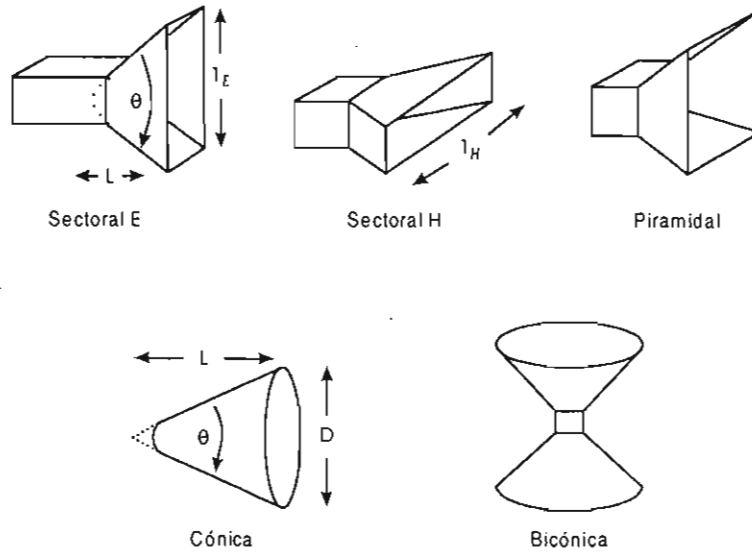


Figura III.17. Radiadores tipo corneta

ya que la longitud del borde de difusión es más amplia que la recorrida hasta la apertura a lo largo del eje de la corneta. Debido a estos efectos, el ancho del haz de la corneta en el plano E es ligeramente más angosto que el de una corneta en el plano H con una apertura equivalente. La corneta en el plano E tiene un nivel más alto de lóbulo lateral y es un poco más sensible a cambios de frecuencia.

El diseño de un radiador tipo corneta implica un compromiso entre incrementar la longitud para obtener una apertura dada, con el fin de minimizar el error de fase, y la conveniencia de una corneta pequeña. Una corneta óptima intenta este compromiso al permitir un pequeño error de fase con el objeto de producir el más pequeño ancho del haz y nivel de lóbulo lateral para una determinada longitud de la corneta.

Las siguientes expresiones determinan el ancho del haz con aperturas de algunas longitudes de onda de largo:

Ancho del haz en grados a potencia media

$$\beta_E = \frac{56 \lambda}{L_E} \text{ para la corneta sectoral óptima en el plano } E,$$

$$\beta_H = \frac{67 \lambda}{L_H} \text{ para la corneta sectoral óptima en el plano } H.$$

Una vez determinada la longitud de apertura para un ancho del haz dado, la longitud L de la corneta y el ángulo de difusión se calculan con las siguientes expresiones:

$$\frac{L}{\lambda} = \frac{\left(\frac{1}{2\lambda}\right)^2 - \delta^2}{2\delta}; \quad \theta = 2 \cos^{-1} \left[\frac{\frac{L}{\lambda}}{\frac{L}{\lambda} + \delta} \right]$$

donde δ es la máxima diferencia de longitud tolerable en longitudes de onda; $\delta = 0.25$ para corneta óptima en el plano E y $\delta = 0.40$ para corneta óptima en el plano H .

La corneta piramidal es el resultado de combinar los diseños de cornetas sectoriales en los planos E y H en una sola apertura. Los patrones de los planos E y H son los mismos que los de las cornetas sectoriales con igual apertura. Kraus propone la siguiente expresión para la ganancia de este tipo de corneta, $G = \frac{7.5 I_E I_H}{\lambda^2}$. Otra expresión de la ganancia es $G = \frac{10 ab}{\lambda^2}$.

La corneta cónica es una adaptación para una guía de onda circular. El patrón para el modo dominante TE_{11} de una guía de onda circular es más amplio que para una corneta en el plano E con una apertura igual al diámetro de la corneta cónica, pero es más angosto que el correspondiente de la corneta en el plano H . Las relaciones aproximadas entre el ángulo de difusión, la longitud y la apertura para una corneta cónica óptima son las mismas que las de la corneta sectorial donde δ toma el valor de 0.32.

Finalmente la corneta bicónica puede considerarse como una corneta cónica con un ángulo de difusión de 360° .

Ejercicio III.2

Determinar las dimensiones de una corneta sectorial en el plano E con un ancho del haz de 15° cuando se alimenta con una guía de onda rectangular.

Solución

Del ancho del haz de 15° se calcula la apertura, de donde resulta de 3.73λ . Considerando $\delta = 0.25$ se obtiene una longitud de 6.79λ y $\theta = 36.4^\circ$.

BIBLIOGRAFÍA

LIBROS

ITT, *Datos de referencia para ingenieros de radio*, México, Compañía Editorial Continental, 1990, cap. 21.
Pipes, Harvill, *Applied Mathematics for Engineers and Physicists*, McGraw-Hill, 1970, pp. 476-480.
Salmerón, M.J., *Líneas de transmisión, guías de onda y fibras ópticas*, México, Trillas, 1981, pp. 85-136.
Wheeler, G., *Introduction to Microwaves*, Prentice-Hall, 1964, caps. 4, 7 y 9.

ARTÍCULOS Y REPORTES DE INVESTIGACIÓN

Abboud, F., "Simple Model for the Input Impedance of Coax-fed Rectangular Microstrip Path Antenna for CAD", *IEEE Proceedings*, vol. 135, núm. 5, octubre de 1988, pp. 323-326.
Blume, S., "Biconical Antennas and Conical Horns with Elliptic Cross Section", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, núm. 8, agosto de 1988, pp. 1066-1070.
Venakada, K., "Horizontally Polarized Biconical Horn Antenna Using Metal Plate Lens", *Electronics and Communications in Japan*, vol. 59-B, núm. 7, 1976, pp. 80-87.

MANUALES

Andrew Corp., *Antenna Systems*, catálogo 31.

Guías de onda rectangulares

Dimensiones (pulg)											
Interno						Externo					
Tipo	Material	Ancho	Alto	Ancho	Alto	Grosor.	Radio interno corneta	Intervalo operación TE ₁₀ GHz	Corte TE ₁₀ GHz	Atenuación DB/100 pies	Potencia teórica MW
RG-69U	Bronce	6.500	3.250	6.660	3.410	0.080	3/64	1.12-1.70	0.908	0.317-0.212	11.9-17.2
RG-103U	Aluminio									0.269-0.178	
RG-104U	Bronce	4.300	2.150	4.460	2.310	0.080	3/64	1.70-2.60	1.375	0.588-0.385	5.2-7.5
RG-105U	Aluminio									0.501-0.330	
RG-48U	Bronce	2.840	1.340	3.000	1.500	0.080	3/64	2.60-3.95	2.080	1.102-0.752	2.2-3.2
RG-75U	Aluminio									0.940-0.641	
RG-49U	Bronce	1.872	0.872	2.000	1.000	0.064	1/32	3.95-5.85	3.155	2.080-1.440	1.4-2.0
RG-95U	Aluminio									1.770-1.220	
RG-50U	Bronce	1.372	0.622	1.500	0.750	0.064	1/32	5.85-8.20	4.285	2.87-2.30	0.56-0.71
RG-106U	Aluminio									2.45-1.94	
RG-51U	Bronce	1.122	0.497	1.250	0.625	0.064	1/32	7.05-10.0	5.260	4.12-3.21	0.35-0.46
RG-68U	Aluminio									3.50-2.74	
RG-52U	Bronce	0.900	0.400	1.000	0.500	0.050	1/32	8.20-12.4	6.56	6.45-4.48	0.20-0.29
RG-67U	Aluminio									5.49-3.83	
RG-91U	Bronce	0.622	0.311	0.702	0.391	0.040	1/64	12.4-18.0	9.49	9.51-8.31	0.12-0.16
RG-107U	Plata									6.14-5.36	
RG-53U	Bronce	0.420	0.170	0.500	0.250	0.040	1/64	18.0-26.5	14.08	20.7-14.8	0.043-0.058
RG-66U	Plata									13.3-9.50	
RG-96U	Plata	0.280	0.140	0.360	0.220	0.040	1/64	26.5-40.0	21.10	21.9-15.0	0.022-0.031
RG-97U	Plata	0.224	0.112	0.304	0.192	0.040	0.010	33.0-50.0	26.35	31.0-20.9	0.014-0.020
RG-98U	Plata	0.148	0.074	0.228	0.154	0.040	0.008	50-75	39.90	52.9-39.1	0.0063-0.009
RG-99U	Plata	0.122	0.061	0.202	0.141	0.040	0.006	60-90	48.40	93.3-52.2	0.0042-0.006

CAPÍTULO IV

FIBRAS ÓPTICAS

IV.1. INTRODUCCIÓN

DENTRO DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN, uno de los más grandes descubrimientos ha sido el de las fibras ópticas, ya que han revolucionado las telecomunicaciones en sus diferentes facetas de voz, video y datos. Todo ello gracias a la gran capacidad que tiene la fibra óptica para enviar grandes cantidades de información, lo que no había sido posible con los medios clásicos de transmisión.

Al paso de los años, en el hombre ha existido la inquietud de usar la luz como medio de comunicación entre sus semejantes; prueba de ello es el uso de espejos que reflejan la luz solar para luego enviarla hacia un objetivo, utilizando algún código de interpretación sencillo muy usado por nuestros antepasados.

En el siglo anterior, Tyndall encontró a partir de sus investigaciones que la luz podía enviarse en un chorro de agua que le servía como guía; este descubrimiento resultó un hecho básico que permitió investigar otro tipo de comunicación óptica empleando un medio diferente al aire.

También en el siglo pasado, Graham Bell ideó el fotófono, donde la luz del sol se modula por un diafragma que envía su energía hacia un receptor acoplado a un auricular, como se muestra en la figura IV.1, cubriendo una distancia de aproximadamente 200 metros.

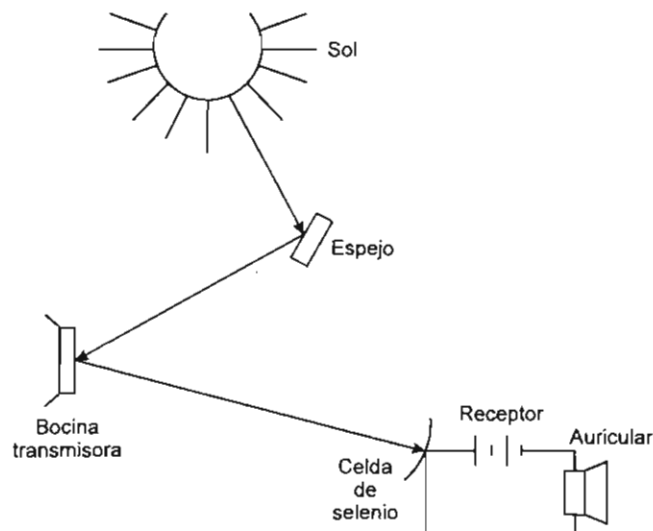


Figura IV.1. El fotófono de Bell

Las aplicaciones de las fibras ópticas son muchas y muy variadas, por ejemplo: en el hogar, las fibras de vidrio sirven como un bonito adorno cuando una fuente de luz de varios colores las excita en uno de sus extremos; en telecomunicaciones, las fibras ópticas se usan para comunicar una central telefónica con otra enviando una cantidad considerable de canales telefónicos.

En México, en 1982, Condumex y Teléfonos de México establecen relaciones para el primer enlace con fibra óptica entre las terminales Victoria y Peralvillo. En la figura IV.2 se observa la configuración actual del enlace por fibra óptica de Teléfonos de México en el Distrito Federal. Recientemente esta compañía acaba de instalar un cable óptico submarino entre Cancún y Florida con extensión hasta Italia; por otro lado, la compañía Avantel instaló 20 000 km de fibra óptica en México para ofrecer el servicio telefónico de larga distancia.

En el campo de la medicina tenemos el broncoscopio, el endoscopio, el cistoscopio y el laparoscopio, dispositivos que emplean lentes y fibras ópticas para determinar visualmente el estado de los diferentes tejidos orgánicos a fin de apoyar un determinado diagnóstico clínico. También se usan las fibras ópticas para monitorear técnicas de soldadura en tuberías ubicadas en el fondo del mar o para determinar la velocidad de flujo y sedimentación en esas mismas tuberías. Otro uso de las fibras ópticas es para detectar la rotación en sistemas de navegación inercial haciendo uso del giroscopio con fibra óptica.

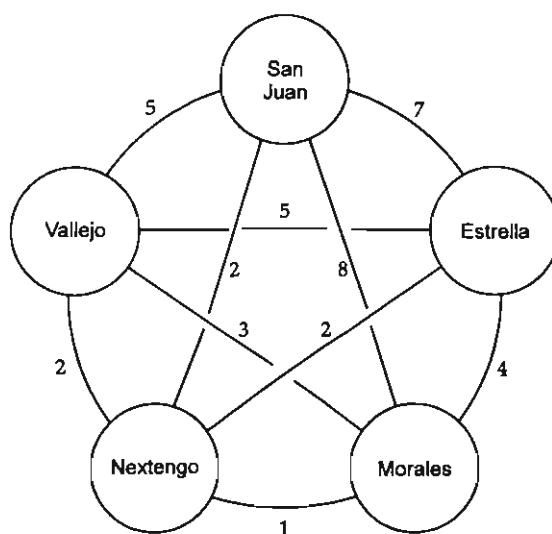


Figura IV.2. Sistema de enlace por fibra óptica en Teléfonos de México

Antes de entrar por completo a la teoría y el diseño de los enlaces con fibra óptica, es conveniente y adecuado recordar algunos conceptos básicos, y otros temas relacionados con las fibras ópticas.

Índice de refracción

Si partimos de que la velocidad de propagación de la luz en el vacío es de 3×10^8 m/s, cuando la luz viaja a través de un medio diferente su velocidad de propagación será menor, por lo que el índice de refracción es el cociente de la velocidad de propagación de la luz en el vacío, y la velocidad de propagación de la luz en un medio determinado; es decir, $n = \frac{C}{C_m}$.

CUADRO IV.1. Índice de refracción de diferentes materiales

<i>Material</i>	<i>n</i>
Agua a 37°C	1.33093
Agua a 20°C	1.33299
Fluorita	1.4338
Silicón	1.439
Polimetilmetacrilato	1.49166
Copolímero acrilnitrilo de estireno	1.56735
Poliestireno	1.59027
Vidrio de piedra	1.617
Diamante	2.000

El índice de refracción del aire presenta variaciones con la temperatura, la presión, la humedad, y la frecuencia de la luz; su valor medio es de 1.00032. El índice de refracción es mayor cuando la sustancia es más fría; el cambio de n por grado celsius ($\times 10^{-7}$) es: vidrio 1, fluorita 10, plástico 140, agua 185. En todas las sustancias, n es diferente para cada color o frecuencia, siendo mayor al final del azul y menor al final del rojo del espectro visible. En el cuadro IV.1 ofrecemos algunos valores de n para diferentes materiales.

Los cristales de vidrio pueden actuar como filtros de luz, ya que se ha comprobado que el vidrio transparente es casi opaco a la luz ultravioleta, mientras que el rojo es casi opaco al verde.

Leyes de reflexión y de refracción

Las leyes de reflexión y de refracción fueron formuladas en 1621 por el astrónomo y matemático alemán Willebrord Snell en la Universidad de Leyden.

1a. ley. Los rayos de incidencia, de reflexión y de refracción residen en un plano conocido como plano de incidencia, el cual es normal a la interfase.

2a. ley. El ángulo de incidencia es igual en magnitud al ángulo de reflexión, pero con signo contrario.

3a. ley. Las direcciones de los rayos de incidencia y de refracción están relacionados por el principio de Snell: el producto del índice de refracción del medio del rayo de incidencia y el seno del ángulo de incidencia del rayo incidente es igual al producto de las mismas expresiones del rayo refractado; es decir

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_r$$

En la figura IV.3 se ilustran los cambios que experimenta un rayo de luz cuando atraviesa medios de diferente composición.

Introducción a los medios de transmisión

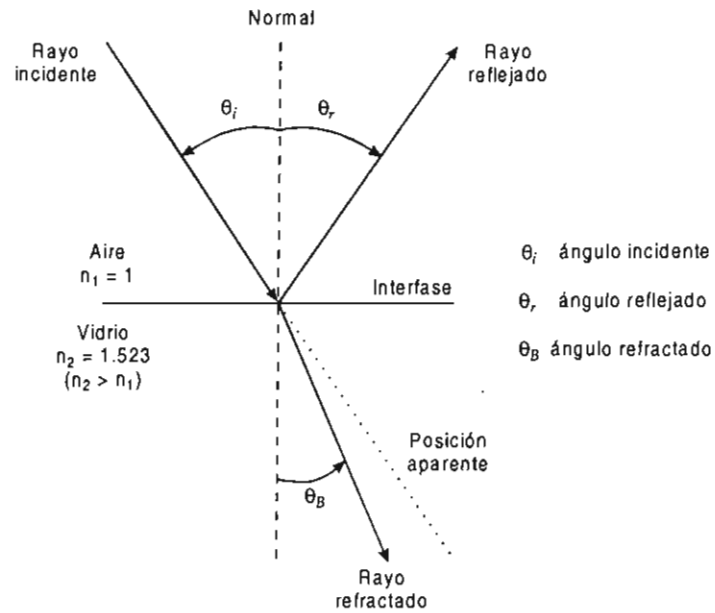


Figura IV.3. Representación de las trayectorias de un haz de luz

Ángulo crítico

Cuando un rayo de luz de un medio más denso se proyecta hacia uno menos denso se tienen las relaciones que aparecen en la figura IV.4, donde observamos que si se aumenta θ_i , el ángulo de refracción tiende hacia los 90° .

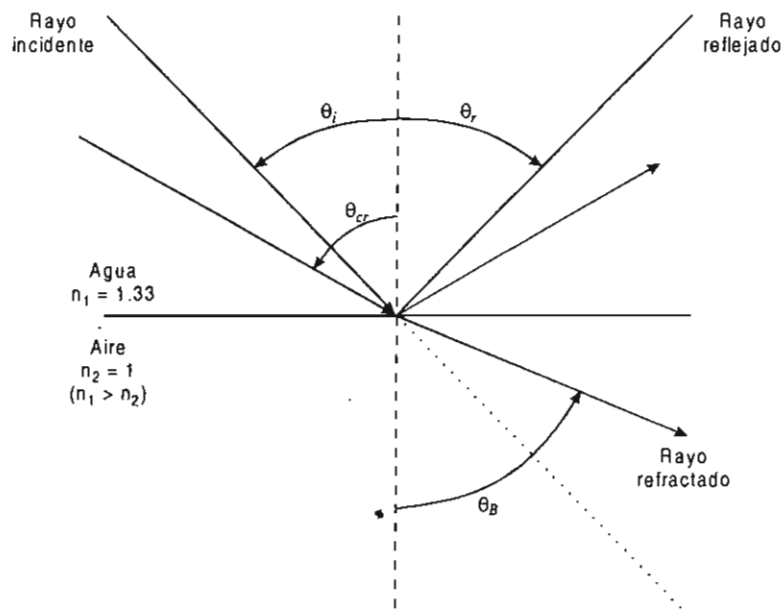


Figura IV.4. Generación del ángulo crítico

Si se aumenta el ángulo de incidencia por encima de un determinado ángulo, al que se le denomina ángulo crítico, tendremos una reflexión total.

Por ejemplo, si se tiene al aire con $n_2 = 1$ y agua con $n_1 = 1.33$ de acuerdo con la ley de Snell, resulta

$$1 \text{ sen } 90^\circ = 1.33 \text{ sen } \theta_{cr}$$

$$\text{por consiguiente, } \theta_{cr} = \text{arc sen } \frac{1}{1.33} = 48.75^\circ$$

Si no se desea tener reflexión total, el ángulo de incidencia nunca debe pasar de este valor crítico.

Reflexión de Fresnel

Sin embargo, no toda la luz que incide perpendicularmente sobre una superficie puede penetrarla, ya que se refleja una pequeña parte a la que se le conoce como *reflexión de Fresnel*. Para el ejemplo anterior, el factor de reflexión se calcula a partir de la siguiente fórmula:

$$\rho = \left(\frac{n - 1}{n + 1} \right)^2 = \left(\frac{1.33 - 1}{1.33 + 1} \right)^2 = 0.02 = 2\%$$

que representa las pérdidas de Fresnel. Es importante considerar esta situación ya que si se excita una fibra óptica por medio de un diodo láser, un reflejo puede golpear la región activa del diodo y aumentar en esta forma el nivel de ruido del diodo láser.

Dispersión de la luz

Ya se había mencionado que el índice de refracción de un medio también está en función de la longitud de onda empleada como excitación. Una sustancia en la que la velocidad de una onda varía con la longitud de ésta, se dice que produce dispersión.

De lo anterior deducimos que en las transmisiones por fibra óptica resulta aconsejable excitarla solamente con una longitud de onda para reducir su dispersión. Un caso particular de dispersión es el de la luz en un prisma, tal como se ilustra en la figura IV.5.

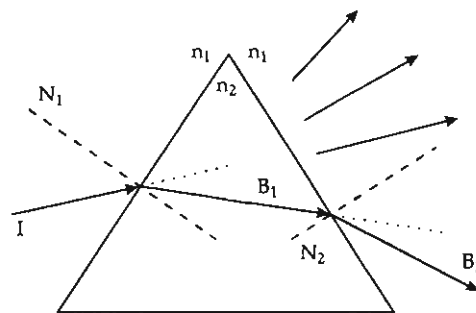


Figura IV.5. Dispersión de la luz

Considerando las leyes de Snell y que $n_1 < n_2$, o sea aire y vidrio respectivamente, el rayo incidente I al pasar de n_1 a n_2 hace que el rayo refractado B_1 tienda a la normal N_1 ; cuando el rayo

refractado B_1 pasa de n_2 a n_1 , se produce un segundo rayo refractado B_2 que tiende a separarse de la normal N_2 . Si ahora consideramos la luz como un conjunto de haces de diferente longitud de onda, tendremos similares refracciones para cada longitud de onda; el efecto neto es la descomposición de la luz en cada uno de sus componentes, tal como se ilustra. En conclusión, la dispersión es la propiedad que tiene la luz de propagarse en un medio a velocidades diferentes en función de la frecuencia.

Dispersión de Rayleigh (luz de Tyndall)

Cuando la luz se propaga a través de un material que no es completamente homogéneo, como se muestra en la figura IV.6, la luz se irradia en otras direcciones distintas a la de propagación.

A este fenómeno se le conoce como *dispersión de Rayleigh*, y se produce gracias a pequeñas impurezas y zonas no homogéneas que, al ser iluminadas, emiten luz en todas direcciones. La luz así producida es conocida como *luz de Tyndall*. Este es un punto muy importante que hay que considerar cuando se fabrica una fibra óptica, ya que las impurezas y zonas no homogéneas deben reducirse a su mínima expresión a fin de obtener la óptima propagación de la luz a través de esas fibras ópticas; en consecuencia obtendremos una mínima atenuación por dispersión de Rayleigh.

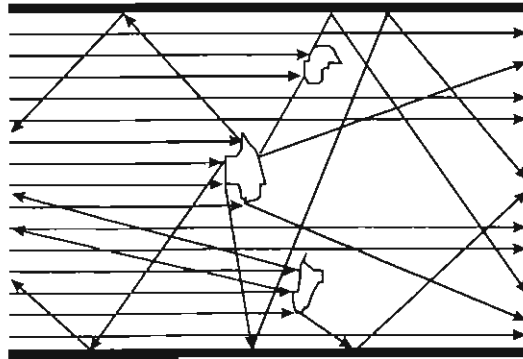


Figura IV.6. Dispersión de Rayleigh

Las pérdidas por dispersión de Rayleigh son inversamente proporcionales a la cuarta potencia de la longitud de onda, es decir

$$\alpha_{\text{RAY}} \sim \frac{1}{\lambda^4}$$

Una expresión más precisa y que toma en cuenta que la fibra óptica de dióxido de silicio puede estar adicionada (dopada) con otros materiales es la proporcionada por Pinnow y Olshansky que mostramos a continuación

$$\alpha_{\text{RAY}} = \frac{A}{\lambda^4} (1 + B\Delta) \text{ dB/km}$$

siendo A del orden de 0.8, B se encuentra entre 40 y 100 dependiendo del material adicionado; y Δ es la diferencia relativa entre el máximo valor del índice del núcleo y el valor medio del índice del revestido.

Naturaleza de la luz

De las teorías para explicar la naturaleza de la luz destacan las siguientes:

a) *Teoría corpuscular de la luz*. Esta teoría de Newton afirma que la luz está compuesta de partículas; su explicación se basa en el fenómeno de refracción en el que se supone que al atravesar la luz un medio denso, éste atrae a las partículas cuando se acercan a la superficie, aumentándoles velocidad y cambiándoles la dirección hasta hacer que tomen un ángulo más pequeño que lo normal.

b) *Teoría ondulatoria de la luz*. Cuando Maxwell comprueba que la velocidad de cualquier onda electromagnética es de $3 \times 10^8 \text{ m/s}$, nace la teoría ondulatoria de la luz, donde se asegura que la luz forma parte del espectro electromagnético.

El ojo humano es un órgano extraordinario y se caracteriza por su habilidad para ver un espectro relativamente amplio de radiación electromagnética. Las longitudes de onda que el ojo humano puede recibir son del orden de nanómetros. Para la mayoría de la gente el espectro visible se extiende de 400 a 700 nm, como se muestra en la figura IV.7, en donde observamos que los límites del espectro visible se acercan al eje horizontal en forma asintótica por ambos extremos.

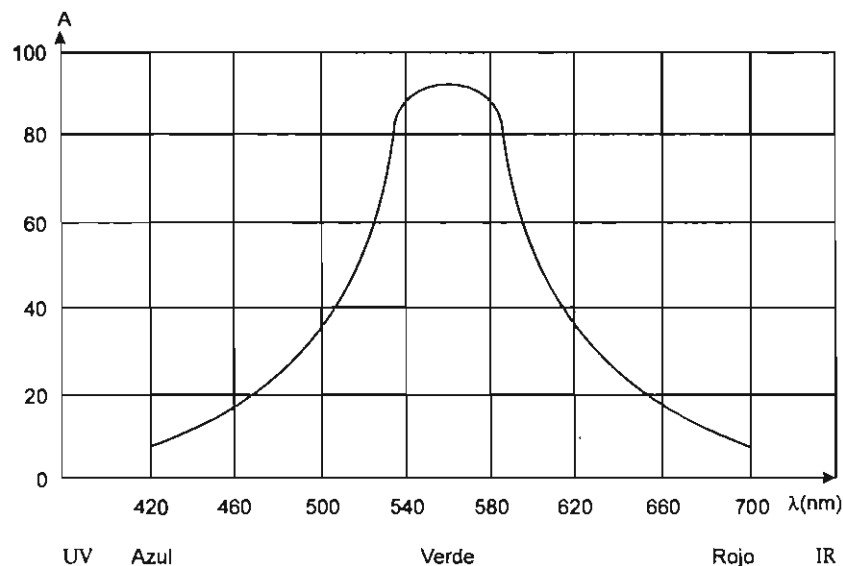


Figura IV.7. Espectro electromagnético visible

En la parte superior de la figura IV.8 aparece el espectro electromagnético desde la banda audible hasta la región del ultravioleta; en la parte inferior vemos las longitudes de onda desde el infrarrojo hasta los rayos X. Es importante destacar que el ultravioleta al vacío (VUV) abarca de 100 a 195 nm; la región ultravioleta comprende las bandas A y B entre 195 y 400 nm, y la luz visible está comprendida entre 400 y 700 nm. En seguida tenemos al infrarrojo, que se subdivide en tres regiones: el infrarrojo cercano, que va de 700 nm a 3 μm ; el medio, de 3 a 30 μm , y el lejano, comprendido entre 30 y 1 000 μm aproximadamente. Estas regiones fueron estimadas de acuerdo con los más recientes diseños de espectrómetros y diodos láser.

La luz doméstica se considera no coherente dado que se encuentra compuesta por diferentes longitudes de onda, las cuales no viajan a la misma velocidad en un medio determinado, además de que viajan en todas direcciones ya que se considera a la fuente como un punto emisor.

Introducción a los medios de transmisión

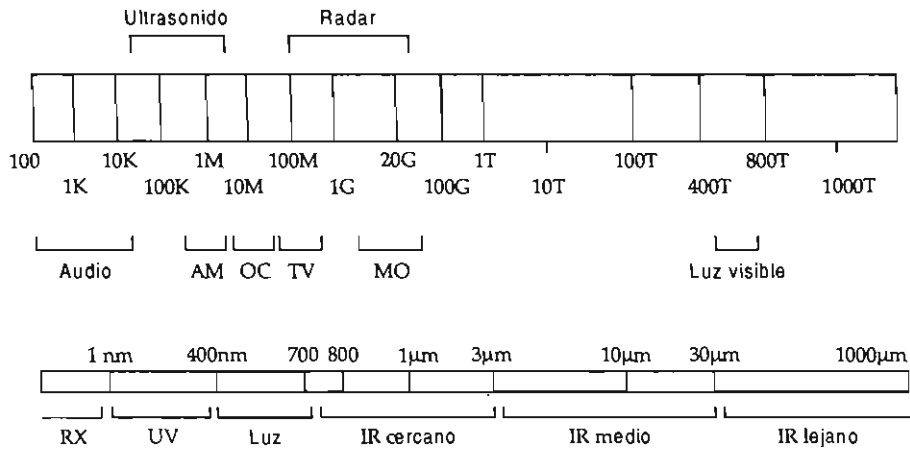


Figura IV.8. Espectro electromagnético completo

Luz láser

La palabra láser en español significa *amplificación de luz por radiación producida por emisión estimulada*. Para comprender este concepto es necesario remitirnos a conceptos de emisión, absorción, emisión espontánea y emisión estimulada. En la figura IV.9 se ilustran estos conceptos.

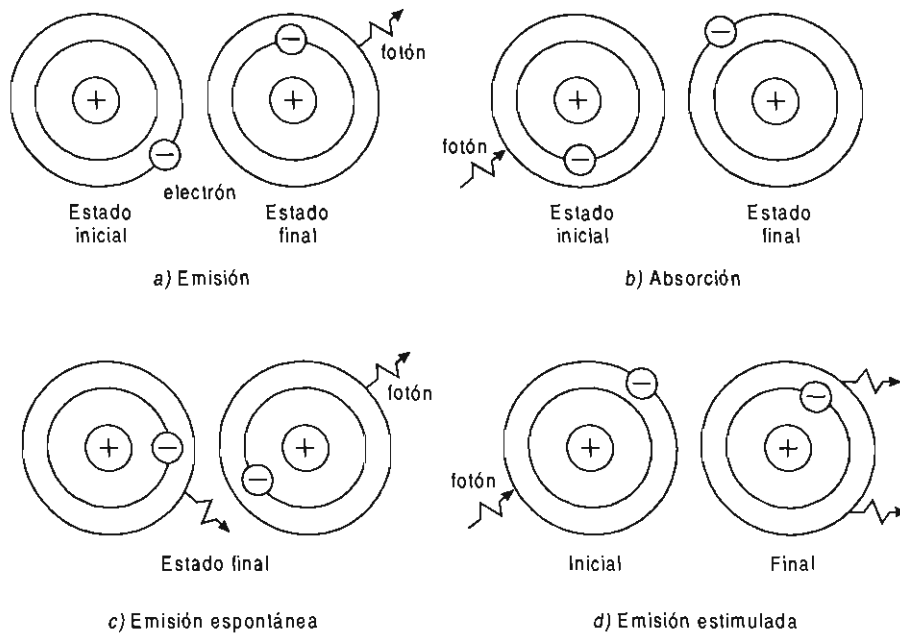


Figura IV.9. Diferentes estados del átomo

En la figura *a* se observa el estado inicial de un átomo con un electrón en una órbita intermedia, lo mismo que su estado final pero ahora el electrón está girando en una órbita más pequeña. Se sabe que la energía que presenta el electrón en su estado inicial es mayor que la que tiene en su estado final; como la energía total debe ser la misma para ambos estados, el cambio del electrón de un orbital

mayor a otro menor genera una liberación de energía llamada fotón: a este concepto se le conoce como *emisión*.

Un proceso inverso al anterior es el que conocemos como *absorción*. En la figura *b* se muestra un átomo que inicialmente presenta un electrón en la órbita menor. Cuando a este átomo se le hace incidir un fotón, lo absorbe y utiliza esa energía para pasar al electrón de una órbita menor a otra mayor, en ese caso se dice que el átomo está *excitado*.

En la figura *c* vemos dos átomos que primero estaban en estado excitado, pero después de un tiempo y de forma independiente uno del otro, cada uno de ellos emite un fotón con diferente dirección: a este fenómeno se le conoce como *emisión espontánea*.

En la figura *d* vemos un átomo previamente excitado al que se le hace incidir un fotón. Cuando se presenta esta situación, el fotón incidente obliga al electrón que gira en un orbital mayor a que gire en un orbital menor, lo que genera un fotón cuyas características y dirección de propagación son las mismas que las del fotón incidente: a este fenómeno se le conoce como *emisión estimulada*. Al hecho de que se aplique un fotón a un átomo permitiendo que emerjan dos fotones iguales, se le conoce como *amplificación*.

Estructura básica de un láser

En la figura IV.10 se ilustran los elementos básicos de un láser, que son:

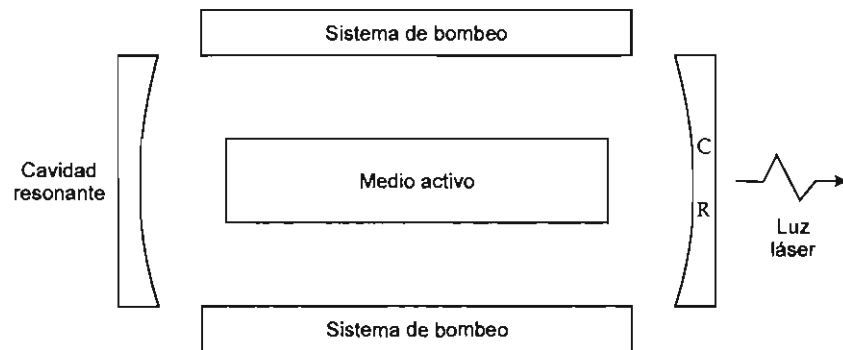


Figura IV.10. Estructura de un láser

a) *El medio activo* que proporciona los átomos sobre los cuales ocurren absorción, emisión espontánea y emisión estimulada; los átomos pueden estar en cualquier estado físico (gaseoso, sólido o líquido).

b) *El sistema de bombeo*, que tiene la función de proporcionar un elevado flujo de energía al medio activo.

c) *La cavidad resonante*, que consiste en un par de espejos paralelos de manera que cada fotón que incide en un espejo sea reflejado y dirigido nuevamente al medio activo y por medio de la emisión estimulada se extraigan más fotones. La luz láser obtenida es coherente y representa un porcentaje de fotones que se transmiten a través de un espejo de la cavidad resonante.

Actualmente los láser tienen aplicaciones industriales, militares, médicas y algunas otras; se les identifica por los materiales empleados, por ejemplo: ion-argón, ArF, GaAlAs, HeCd, HeNe, KrF, vidrio-Nd, YagNd, rubí, XeCl, vidrio-erbium, GaAs, vapor-cobre, Hf/Df, ion-krypton, vapor-dorado, etcétera.

IV.2. FABRICACIÓN DE LAS FIBRAS ÓPTICAS

Las fibras ópticas constan principalmente de vidrio sílice o SiO_2 ; tienen un núcleo al cual se le adicionan (dopa) algunos elementos químicos para aumentar el índice de refracción, y presentan un revestido con menor índice de refracción. El dióxido de silicio natural no se usa directamente para la fabricación de fibras ópticas debido a su contenido de óxido metálico, por lo que el proceso de fabricación requiere dióxido de silicio de alta pureza, al cual se le adiciona germanio, fósforo, boro o flúor, entre otros, dependiendo del índice de refracción requerido.

El lugar donde se lleva a cabo el proceso de fabricación de la fibra óptica es una zona limpia en la que los empleados deben usar una vestimenta especial con el objeto de evitar la contaminación de las fibras con partículas procedentes del cuerpo humano o del ambiente exterior; es decir, se requiere un ambiente libre de contaminantes, similar al de un quirófano de hospital.

El proceso empleado para la fabricación de las primeras fibras ópticas consistía en que a un tubo de vidrio con bajo índice de refracción se le introducía una varilla, también de vidrio, con alto índice de refracción. El tubo actuaba como revestido, mientras que la varilla era el núcleo; entre ambos no había espacio alguno. La razón de que existieran núcleo y revestido con diferente índice de refracción es que el haz de luz se debía mantener dentro de la fibra. Este proceso de fabricación tiende al desuso, ya que en la siguiente etapa del proceso, que consiste en el estirado de la fibra, aparecen superficies irregulares e impurezas entre el núcleo y el revestido, ocasionando alta atenuación (de 500 a 1000 dB/km) en la fibra óptica que la hace poco útil para las telecomunicaciones.

A continuación describiremos los tres principales métodos que se emplean en la actualidad, sin mencionar las modificaciones que de forma particular han hecho algunos fabricantes.

Depósito interno de vapores químicos

En este proceso el polvo de dióxido de silicio, adicionado con dióxido de germanio, se deposita en capas sobre la pared interior de un tubo de cuarzo con diámetro aproximado de 8 mm, que gira sobre su eje y es calentado de 1 600 a 2 400 °C por medio de un quemador externo, tal como se ilustra en la figura IV.11.

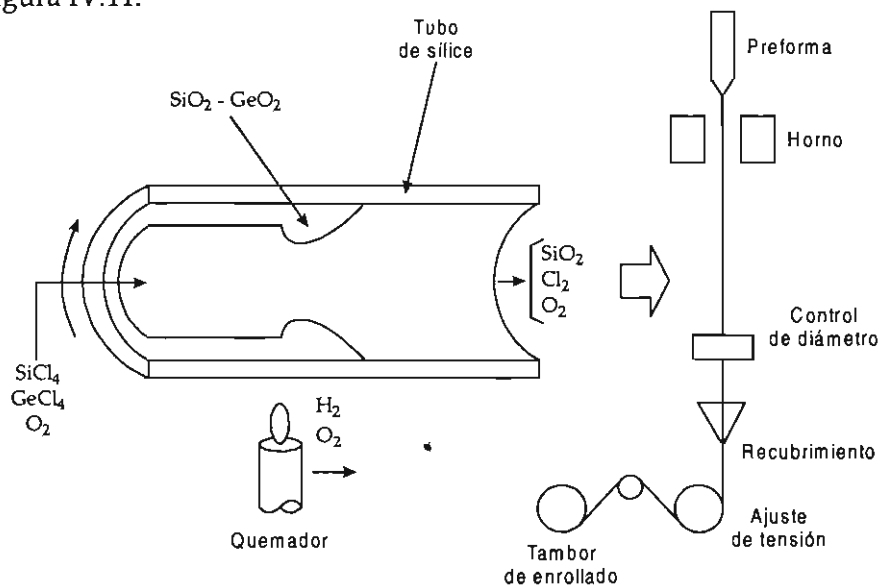


Figura IV.11. Depósito interno de vapores

Para un depósito adecuado, por un lado del tubo se hace circular una mezcla gaseosa de SiCl_4 y GeCl_4 , en donde el oxígeno actúa como portador.

El quemador oxhídrico hace que se deposite una capa de vidrio sintético en la superficie interior del tubo, esto se repite sucesivamente dependiendo del número de capas del revestido y del núcleo, de acuerdo al perfil del índice de refracción requerido. Primero se depositan las capas del revestido, que no solamente ayudan a guiar la luz por el núcleo de la fibra sino que además impiden la difusión de iones OH desde el tubo de vidrio, lo que aumentaría la atenuación de la fibra. Cuando todas las capas del revestido han sido depositadas, se procede a hacer el depósito de las capas del núcleo. Para aumentar el índice de refracción de la fibra se incrementa la proporción de GeCl_4 en la mezcla, desde el revestido hacia el núcleo. Para conseguir la menor atenuación posible, la relación de diámetros núcleo/revestido debe ser del orden de 1:6; por el otro lado del tubo de vidrio se tienen los residuos del proceso.

Una vez hecho el depósito, se colapsa el tubo para formar una varilla cilíndrica (preforma) por medio del quemador oxhídrico a una temperatura de $2\ 400\ ^\circ\text{C}$; en esta fase el oxígeno y el cloro reducen la atenuación de la fibra, ya que el cloro absorbe los iones OH. La preforma obtenida consta en su interior de material sintético puro, formado por el núcleo de la fibra y el revestido interno, mientras que el revestido externo es el tubo de sílice que se emplea en el proceso de depósito. El tamaño de la preforma es equivalente a una longitud final de la fibra de aproximadamente 10 kilómetros.

El estirado de la fibra, que se efectúa a una velocidad de 4 a 6 m/s, se hace en una segunda etapa. La preforma se monta verticalmente y su base se calienta por medio de un horno; se estira, se enrolla en un tambor, previo control de su diámetro y tensión, y se le coloca un recubrimiento de barniz y varios polímeros para proteger la fibra. Todo el proceso de fabricación lleva un control por computadora.

Depósito externo de vapores químicos

Un método alternativo para producir la preforma requerida lo podemos apreciar en la figura IV.12.

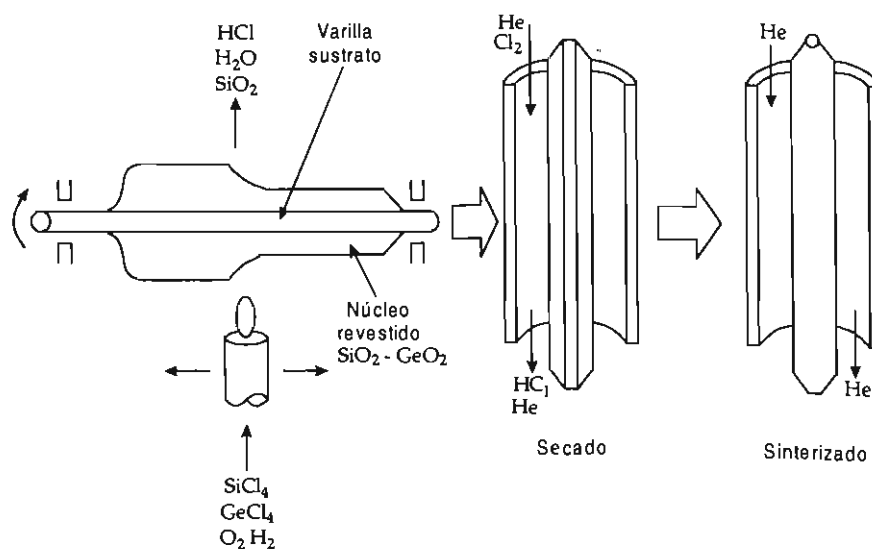


Figura IV.12. Depósito externo de vapores

Mientras se gira una varilla sustrato de cuarzo, al mismo tiempo se calienta con un quemador al que se le agregan SiCl_4 , GeCl_4 , O_2 , y H_2 para formar óxidos que se depositarán sobre la superficie de la varilla.

Si el quemador se recorre de un extremo al otro en ambos sentidos, puede lograrse el depósito de algunos cientos de capas y variar el índice de refracción de cada capa de acuerdo con el tipo de fibra deseado. A la inversa que en el proceso anterior, primero se depositan las capas correspondientes al núcleo y al último las del revestido.

Cuando el proceso de depósito se ha terminado, a la preforma se le retira la varilla sustrato y posteriormente se somete a una etapa de secado en un horno separado, empleando cloro gaseoso para eliminar todo vestigio de agua que pueda producir atenuación; a continuación la preforma tubular se sinteriza, es decir, se somete a una temperatura de $1\ 600\ ^\circ\text{C}$ que la convierte en una varilla firme y transparente, ya que su hueco interior se ha colapsado.

La siguiente etapa de fabricación corresponde al estirado, que se realiza de forma similar al proceso anterior de depósito interno de vapores.

Depósito axial de vapores químicos

En este método, el flujo de gas que contiene SiCl_4 , GeCl_4 , O_2 y H_2 se dirige a lo largo del eje axial de una varilla de cuarzo por medio de un quemador, como se ilustra en la figura IV.13; al mismo tiempo se le somete a rotación y tensión para darle crecimiento axial.

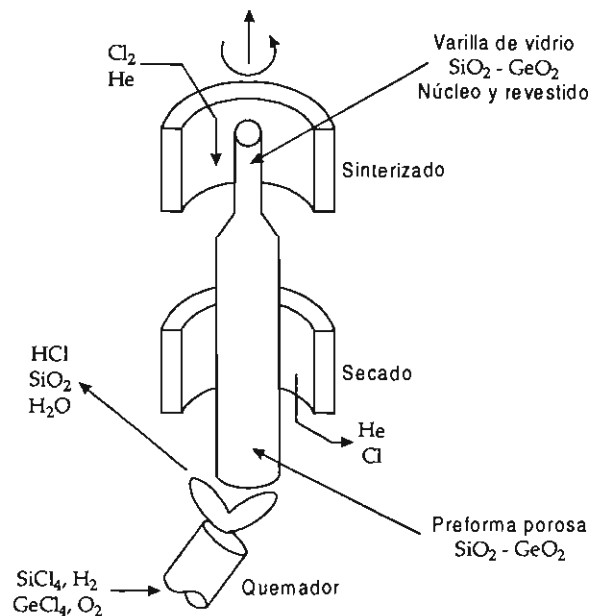


Figura IV.13. Depósito axial de vapores

El flujo de gas también puede ser ligeramente inclinado, siempre y cuando se asegure que se deposita más dióxido de silicio en la región axial que en la periferia.

De forma similar a los procesos anteriores se obtiene una preforma porosa con dióxido de silicio y dióxido de germanio en la proporción adecuada, según el tipo de fibra que se desea; se le somete a una etapa de secado y a una de sinterizado, hasta obtener finalmente una preforma transparente

lista para someterla a la etapa de estiramiento por medio de un proceso semejante a los descritos en los métodos anteriores.

Método del doble crisol

Este método emplea crisoles concéntricos en un horno adecuado con flama circular, tal como se ilustra en la figura IV.14. El vidrio se extruye a través de narices concéntricas en el fondo de los crisoles hasta formar una fibra.

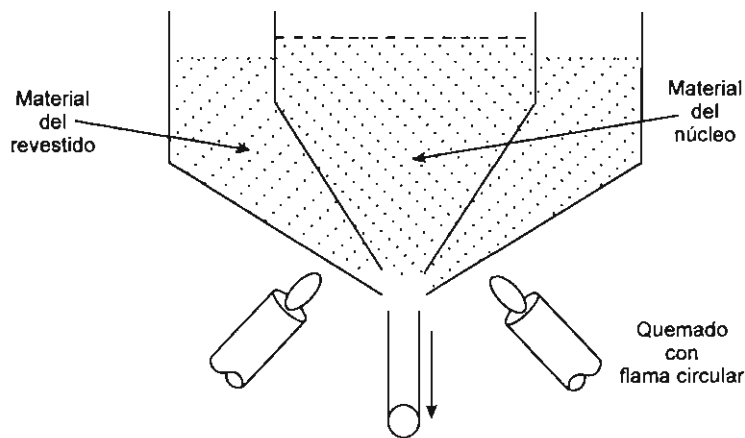


Figura IV.14. Método del doble crisol

El material del núcleo queda contenido en el crisol interno, mientras que el del revestido queda en el crisol externo. Si se mantienen en su nivel más alto los materiales de ambos crisoles, es posible obtener fibras de gran longitud en una sola operación. Esta técnica se emplea cuando los índices de refracción deseados están bien definidos; es decir, se emplea para obtener fibras con índice escalonado de tipo monomodo o multimodo. Dado que los crisoles trabajan a una temperatura aproximada de 900 °C, esta técnica se usa para fabricar fibras de silicato de boro, que tiene bajo punto de fusión.

Los demás métodos que se encuentran en la actualidad son alguna variante de los que acabamos de describir.

IV.3. CONSTITUCIÓN DE LAS FIBRAS ÓPTICAS

La figura IV.15 muestra la constitución de una sola fibra óptica. El núcleo, que es la parte central de la fibra y que presenta el mayor índice de refracción, tiene un diámetro que varía de 5 a 50 μm , e incluso puede llegar a 200 μm , dependiendo del diseño de la aplicación proyectada y del perfil de su índice. El revestido es la primera capa que cubre al núcleo y que presenta menor índice de refracción; su diámetro varía de 100 a 380 μm .

El recubrimiento primario por lo general está compuesto de acrilato o silicón, que funciona como blindaje e impide que la luz escape de la fibra, y su diámetro es ligeramente mayor que el del revestido. Para evitar que la fibra esté sujeta a tensión o curvaturas cuando se instala, tiene un recubrimiento secundario bastante holgado con un diámetro aproximado de 1 mm, además que se le puede inyectar aire o petrolato para amortiguar los esfuerzos mecánicos a los que está sujeta la

Introducción a los medios de transmisión

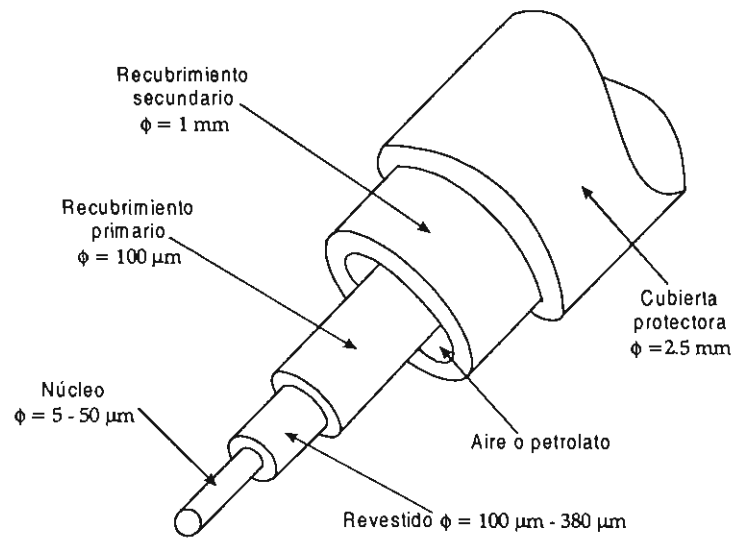


Figura IV.15. Constitución de una fibra óptica

fibra en la instalación final. Por último lleva una cubierta protectora cuyo diámetro aproximado es de 2.5 mm para proteger a la fibra del manejo rudo y de las inclemencias del ambiente.

Actualmente hay una gran diversidad de diámetros, tanto del núcleo como del revestido, según la aplicación de la fibra y el tipo de perfil del índice con que fue diseñada.

En la figura IV.16 se ilustran didácticamente los perfiles de índice, sus diámetros y el modo de propagación.

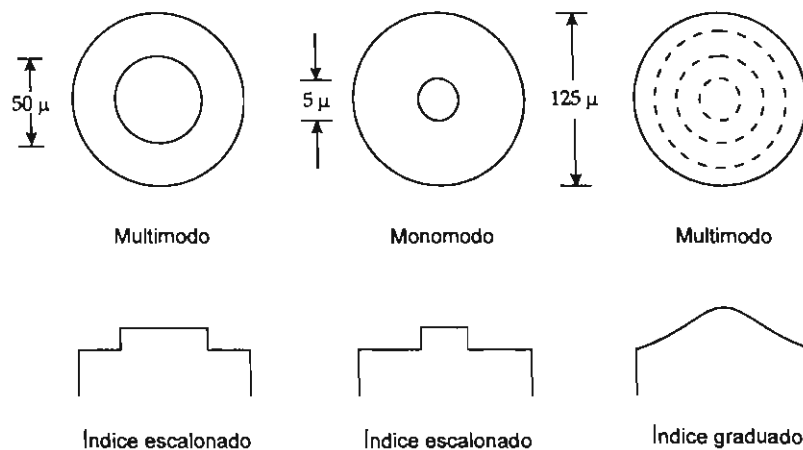


Figura IV.16. Perfiles de las fibras ópticas

En el primer bosquejo vemos una fibra con índice escalonado; es decir, tiene un núcleo con un diámetro de 50 μm y un índice de refracción alto, mientras que el revestido tiene un diámetro de 125 μm con un índice de refracción bajo. En este bosquejo vemos también un cambio abrupto o escalón entre los índices de refracción. Puesto que esta fibra presenta un núcleo de 50 μm , la luz que incide sobre la sección transversal de la fibra presenta diferentes trayectorias hasta llegar al extremo distal de la fibra, por lo que la propagación es del tipo multimodo. Este tipo de fibra se emplea para telecomunicaciones; cuando su diámetro es mayor de 50 μm , es para uso industrial.

En el siguiente bosquejo tenemos también una fibra construida con índice escalonado, sólo que en esta ocasión el núcleo presenta un diámetro de 5 μm y un alto índice de refracción; el revestido es de 125 μm con bajo índice de refracción. Ya que esta fibra presenta un diámetro del núcleo muy reducido, la luz que incide sobre la sección transversal de la fibra solamente presenta una trayectoria, razón por la cual su modo de propagación es monomodo.

La fibra del tercer bosquejo fue construida por depósito de varias capas y su índice de refracción disminuyó paulatinamente de valor desde el centro hasta la periferia en forma parabólica, por lo que a este perfil se le conoce como *índice graduado*. Como sobre toda la sección transversal de la fibra puede incidir la luz, hay diferentes trayectorias sobre ella, por lo que su propagación será del tipo multimodo. Dado que las capas van disminuyendo su índice de refracción, desde el centro hasta la periferia, y de acuerdo con las leyes de Snell, la incidencia de luz sobre las capas de menor índice produce reflexión total (figura IV.4), logrando con ello que el haz de luz tienda a viajar sobre las capas de mayor índice.

En la figura IV.17 aparecen las diferentes trayectorias de la luz a través de las fibras ópticas, que varían según el perfil con el que fueron diseñadas.

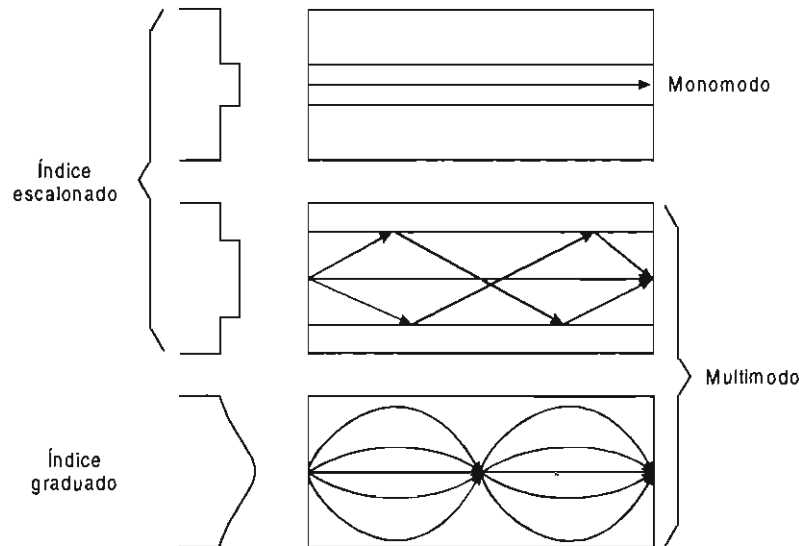


Figura IV.17. Modos de propagación

En esa figura vemos cómo si se reduce el diámetro del núcleo de una fibra con índice escalonado, los modos de propagación también se reducen.

La dispersión multimodal o multitrayectoria sucede cuando en una fibra se presentan diferentes rayos de luz que viajan en modos distintos y llegan al extremo distal de la fibra con diversos tiempos, lo que se presenta en el modo de propagación multimodo.

La dispersión multimodal en una fibra con índice escalonado se calcula de la siguiente expresión:

$$\phi_{\text{mod}} = t_{\text{KM}} \left(\frac{\delta}{2} \right) = \frac{n_1}{C_O} \frac{\delta}{2} \text{ ns/km}$$

para una fibra con índice graduado,

$$\varphi_{\text{mod}} = t_{\text{KM}} \left(\frac{\delta^2}{2} + \frac{\alpha - 2}{\alpha + 2} \right) \text{ ns/km}$$

donde:

$t_{\text{KM}} = n/C_0$ es el tiempo de desplazamiento por km-fibra.

n es el máximo índice de refracción.

C_0 es la velocidad de la luz al vacío (3×10^8 m/s).

$\delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$ es el parámetro que determina la proporción de cambio del índice de refracción.

$\alpha \geq 2$ es el parámetro que depende de la composición exacta del núcleo de la fibra y la longitud de onda de operación.

Cuando se desea conocer la dispersión multimodal de una fibra óptica de longitud L , la cantidad anterior se multiplica por dicha longitud.

Cables ópticos

La ventaja de usar una fibra óptica como medio de transmisión consiste en enviar una gran cantidad de información; si ahora se empaquetan varias fibras en un solo cable, la cantidad que se puede enviar es sumamente grande. Las fibras ópticas se ensamblan en cables mediante una maquinaria similar a la que se usa para ensamblar cables de alambre. Las fibras primero se aíslan por separado; luego se juntan en una máquina envolvente que le aplica capas de papel de algún polímero adecuado que las rodea, finalmente las empaqueta con polietileno o su equivalente.

Dependiendo de la aplicación, al cable óptico se le adicionan elementos de tensión para soportar el esfuerzo mecánico cuando se efectúa la instalación del cable, lo mismo que para soportar los cambios de tensión por variación de temperatura. Resulta frecuente también que al cable óptico se le adicione un determinado número de conductores eléctricos aislados y empaquetados que funcionan como cables de alimentación, de control o de instrumentación, cuando dentro de un enlace por fibra óptica se requieren repetidores.

En la figura IV.18 aparecen algunos tipos de cables ópticos cuyo número de fibras es variable; comercialmente se encuentran desde dos hasta 210 fibras, con uno o dos elementos de tensión y varios conductores eléctricos, como los que empleó Alemania para la comunicación terrena y submarina en el Lago Constanza.

Pruebas en cables y fibras ópticas

La fibra óptica y el cable óptico, producto final de un proceso de fabricación, requieren una serie de pruebas mecánicas, eléctricas y ambientales dada la gran diversidad de uso que tienen. El objetivo que se persigue cuando al cable óptico se le sujeta a una serie de pruebas es determinar principalmente los cambios en la atenuación de las fibras.

Las pruebas más importantes sobre cables ópticos son el ciclo de temperatura y el esfuerzo de tensión. Dependiendo de la aplicación, también es importante determinar los cambios de atenuación cuando el cable está sujeto a presión lateral, flexión, impacto, vibración, efecto de iluminación, factores químicos, fuego, etcétera.

Fibras ópticas

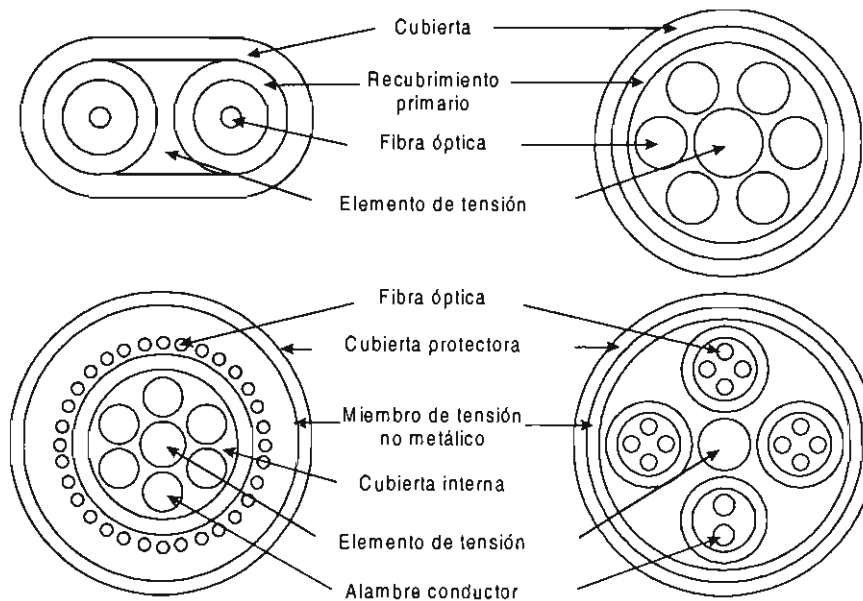


Figura IV.18. Cables ópticos

IV.4. CARACTERÍSTICAS DE LAS FIBRAS ÓPTICAS

Atenuación

La primera característica que se mide cuando se termina la elaboración de una fibra óptica es su atenuación espectral, o sea las pérdidas que tiene en las diferentes longitudes de onda que se emplean para las telecomunicaciones ópticas. Durante el proceso de fabricación de la fibra se procura disminuir la presencia de los radicales OH principalmente, ya que son susceptibles de absorber energía luminosa y entrar en vibración; la atenuación que resulta de la fibra se observa en la figura IV.19.

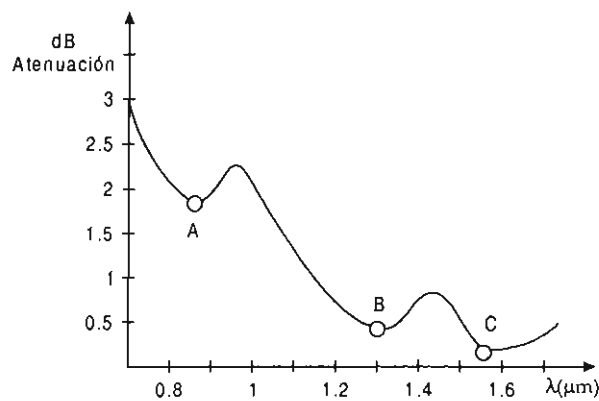


Figura IV.19. Atenuación en las fibras ópticas

En esa figura los puntos A, B, y C son regiones de atenuación mínima ya que los radicales OH vibran menos, por lo que se aconseja trabajar las fibras en estas regiones o *ventanas*.

Como se ve, a 1.3 μm la atenuación es cuatro veces menor que a 850 nm y en 1.55 μm es aún dos veces menor que a 1.3 μm ; de aquí la tendencia a usar la luz infrarroja en 1.3 μm o a 1 550 nm para reducir el número de repetidores en un sistema de comunicación por fibra óptica.

Ventajas

A continuación enlistamos las ventajas de las fibras ópticas sobre otros medios de transmisión.

Gran ancho de banda. Transmite más cantidad de información ya que las fibras multimodo tienen un producto de 200 a 500 MHz \times km y las monomodo más de 100 GHz \times km.

Menor atenuación. Del orden de 0.2 dB/km, por lo que los repetidores se pueden instalar cada 80 o 100 km.

Insensible a la interferencia electromagnética, por ser no metálica.

Bajo peso.

Tamaño reducido.

Poca variación de funcionamiento, ya que los factores ambientales la afectan en mínima proporción.

Seguridad para el sistema de comunicación y para el ser humano, ya que la naturaleza dieléctrica de la fibra no requiere un sistema de tierra y no transmite corriente.

Buena flexibilidad.

Diafonía casi nula; entre algunas otras ventajas de menor magnitud.

Pérdidas

Las pérdidas en la fibra óptica son un punto importante que determina la factibilidad de su uso en sistemas de telecomunicación. A continuación describimos los mecanismos por los cuales una fibra presenta pérdidas que se manifiestan como atenuación.

Las pérdidas de origen intrínseco están relacionadas con la composición y naturaleza de la fibra, por lo que no se pueden eliminar; éstas son:

Por dispersión. En la dispersión de Rayleigh la presencia de zonas no homogéneas se debe a la composición de la fibra. También contribuyen en este aspecto las irregularidades en la interfase núcleo-revestido.

Por absorción. Tanto la absorción infrarroja como la ultravioleta se deben al fenómeno de vibración por interacción entre átomos de silicio y de oxígeno. En la ultravioleta la atenuación disminuye exponencialmente conforme aumenta la longitud de onda, sin embargo en el infrarrojo se presentan tres picos fundamentales de absorción en 9.1, 12.5 y 21 μm .

Las pérdidas de origen extrínseco son las ajenas a la fibra ideal y son:

Por impurezas. Debido a que durante el proceso de fabricación la fibra está sujeta a contaminación por agua y algunos iones metálicos; los iones que contribuyen a esta atenuación son OH, Ni, Fe y Cr, entre otros.

Por distorsión geométrica. En este tipo de pérdidas se consideran las atenuaciones producidas por empalmes y curvaturas que provocan las pérdidas por radiación; el radio crítico de curvatura está dado por

$$R \sim \frac{3n_1^2\lambda}{4\pi\sqrt{(n_1^2 - n_2^2)^3}}$$

Apertura numérica y aceptación

Cuando se proyecta un haz de luz sobre la superficie transversal de una fibra óptica, no toda la energía es conducida dentro de esa fibra, ya que el ángulo de incidencia y el tipo de fibra influyen como factores determinantes de la cantidad de energía transmitida.

La *aceptancia* indica qué cantidad de luz puede introducirse dentro de la fibra, y el cono de aceptación es el ángulo sólido delineado por θ_{MAX} en la figura IV.20.

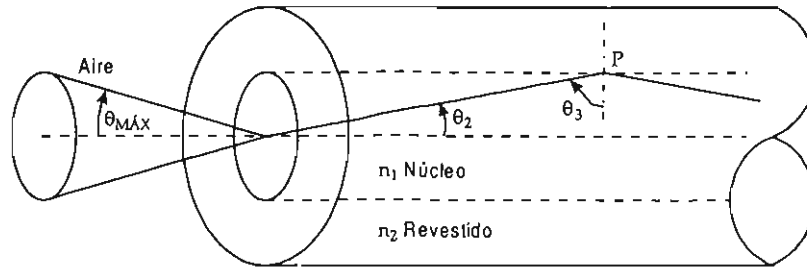


Figura IV.20. Cono de aceptación

Para que no haya pérdida en el revestido, en el punto P de la figura anterior debe haber reflexión total, por lo que el ángulo crítico estará determinado por la 3a ley de Snell; es decir,

$$\theta_{cr} = \theta_3 = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \text{ por lo tanto } \sin \theta_3 = \frac{n_2}{n_1}, \text{ ya que } \theta_2 \text{ es complementario de } \theta_3, \sin \theta_3 = \cos \theta_2 \text{ y}$$

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \cos^2 \theta}, \text{ para resultar } \sin \theta_2 = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_1}.$$

Si el índice de refracción del aire es 1 y se aplica nuevamente la 3a ley de Snell en la sección transversal a la entrada de la fibra, tenemos $\sin \theta_{MAX} = n_1 \sin \theta_2 = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ donde θ_{MAX} representa el mayor ángulo con respecto a la normal en la entrada de la fibra, para la cual ocurrirá reflexión interna total en la interfase núcleo-revestido. El valor $\sin \theta_{MAX}$ define el semiángulo del cono de aceptación para la luz que se propaga a lo largo de la fibra; a esto se le llama *apertura numérica*, es decir $AN = \sin \theta_{MAX} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$.

En el cuadro IV.2 se muestran algunos datos proporcionados por los fabricantes de fibras monomodo; para las fibras multimodo, en el cuadro IV.3 se muestran los datos más importantes.

IV.5. EMPALMES Y CONECTORES

Con respecto a los empalmes existen varias técnicas para unir dos fibras ópticas. La primera consistió en colocar los cabos de las fibras sobre una ranura en V en una placa de aproximación; después de fijar y ubicar los cabos de las fibras se les aplica un pegamento con índice similar y se les mantiene en esa posición con una resina epóxica.

Otra técnica consiste en colocar los cabos de las fibras ópticas dentro de un capilar de vidrio, posteriormente se les aplica una gota de pegamento con índice similar y se funden por medio de calor.

La tercer técnica, que ha llegado a ser la más popular, es la fusión de los dos cabos de las fibras por medio de un arco eléctrico o rayo láser.

CUADRO IV.2

Compañía	Longitud de onda de transmisión (nm)	Atenuación (dB/km)	Diámetro del núcleo (μm)	Diámetro revestido (μm)
Alcatel	1285-1330	0.35-0.5	5.7	125
BIWC	1300-1555	0.5-0.7	5.7	250
Corning	850	2.3	4	80, 125
3M	400, 500	65, 30	22, 23	190, 200
Optical	1300-1550	0.5	5.7	125
Radiant	1300-1600	0.5	5.3	125
Siecor	1300-1550	0.35-0.7	5.3	125

CUADRO IV.3

Diámetro núcleo (μm)	Diámetro revestido (μm)	Índice	Atenuación (dB/km)	Ancho de banda (MHz/km)	AN
50	125	graduado	4 a 850 nm	200-800 a 850 nm	0.2
62.5	125	graduado	5 a 850 nm	100-300 a 850 nm	0.275
85	125	graduado	3 a 1300 nm	100-400 a 1 300 nm	0.26
100	140	graduado	4 a 1300 nm	100 a 1 300 nm	0.3
100	140	escalonado	10 a 1300nm	20 a 1 300 nm	0.24
110	125	escalonado	8 a 850 nm	17 a 850 nm	0.37
200	380	escalonado	10 a 850 nm	8 a 850 nm	0.4

Siempre que se haga un empalme habrá una pérdida aproximada de 0.1 dB, debido a cualquiera de las siguientes causas:

- a) pérdida radial,
- b) pérdida angular, y
- c) pérdida axial;

todas ellas causadas por una mala alineación de los cabos de las fibras, tal como se ilustra en la figura IV.21.

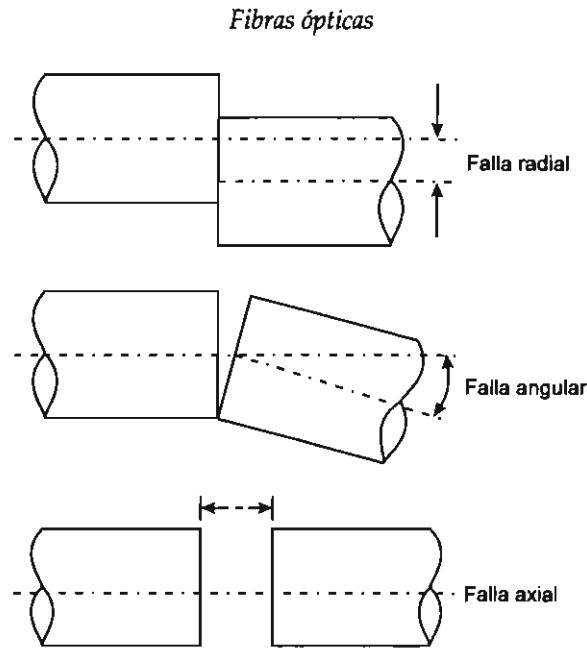


Figura IV.21. Pérdidas por inadecuada alineación

Son varias las técnicas que se emplean para el diseño de conectores de las fibras ópticas; las más comunes son:

Técnica de férrulas. Este método utiliza dos pequeñas férrulas con diámetro externo de 2 mm aproximadamente, dentro de las cuales se coloca la fibra que se fijará con resina epóxica. Las férrulas forman cada mitad del conector y luego se insertan en un tubo de precisión o en un barril armado con rodillos metálicos que mantienen las férrulas en su posición. Con esta técnica su atenuación es de 1 a 2 dB.

Sistema de lentes. El uso de lentes en cada mitad del conector tiene la ventaja de que las tolerancias del conector no necesitan ser muy precisas. Las pérdidas son del orden de 0.5 a 1 dB. El principal problema es que las fibras necesitan una posición exacta con respecto a los lentes.

Sistema de 3 o 4 balines. Esta técnica utiliza 3 o 4 balines que se juntan para dar una forma triangular o cuadrada. Los diámetros adecuados de los balines dejan un hueco en el centro, de tal manera que la fibra óptica puede quedarse fija; de esta forma se alinean las fibras y las pérdidas son menores de 1 dB.

Zócalo y enchufes moldeados. Esta técnica emplea conectores de plástico que son moldeados sobre las fibras. Las pérdidas son del orden de 0.5 a 1 dB.

Actualmente se están empleando conectores bicónicos moldeados y conectores de doble excentricidad, en los que encontramos dos posiciones para lograr el alineamiento perfecto de las fibras; en estos últimos la atenuación es menor de 0.5 dB.

IV.6. DISPOSITIVOS EMPLEADOS EN LA TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE SEÑALES POR FIBRA ÓPTICA

En este apartado describiremos los elementos más comunes para excitar y recibir energía de las fibras ópticas. Se dividen en dos secciones: fuentes luminosas y detectores ópticos.

Fuentes luminosas

El diodo emisor de luz (DEL) y el diodo láser (DL) se usan universalmente como fuentes de luz, su elección depende del sistema en el cual se van a emplear. Para grandes anchos de banda y gran alcance, el diodo láser es la mejor opción; para distancias cortas y medianas con menor ancho de banda y baja potencia, el DEL es más adecuado.

Diodo emisor de luz. Los dos tipos básicos de DEL son los de emisión de superficie y los de emisión de borde (DELB). El DEL de emisión de superficie se ha estado produciendo desde los años setenta y se caracteriza porque su área activa productora de luz está definida por una superficie de contacto, además de que emite luz perpendicularmente al plano de la unión pn a través de la superficie. Debido a su buena estabilidad a la temperatura y su bajo costo, este tipo de DEL se utiliza ampliamente aunque su eficiencia de acoplamiento a la fibra óptica está limitada por su amplia área activa y por la incoherencia de la luz emitida.

En la figura IV.22 se muestran las heteroestructuras usadas para la fabricación del DEL. Los DEL que trabajan de 830 nm a 850 nm constan de compuestos ternarios GaAlAs, mientras que los que trabajan a 1 300 nm se fabrican con compuestos cuaternarios del tipo InGaAsP.

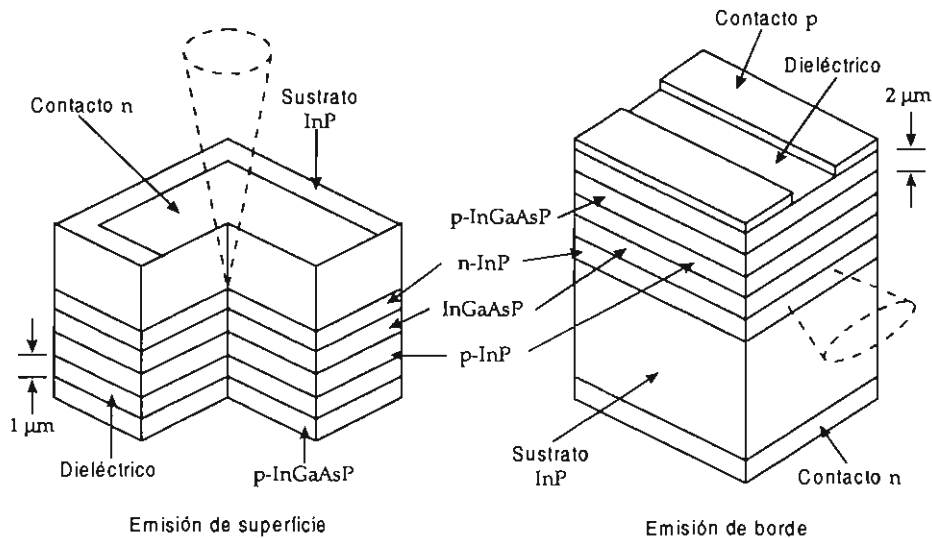


Figura IV.22. Estructura de los diodos emisores de luz

El DEL con emisión de borde (DELB) se caracteriza porque emite luz en el plano de la unión. Si se usa geometría de franja la emisión es direccional y se obtiene un mejor rendimiento cuántico externo y un mejor acoplamiento con la fibra. Este tipo de DELB ofrece facilidad de operación, bajo ruido, potencia de salida considerable y un mejor acoplamiento con la fibra óptica.

Diodo láser. Debido a ventajas tales como alta potencia de salida, ancho de banda amplio, ancho espectral angosto y eficiente acoplamiento con la fibra, los diodos láser son la fuente de luz más adecuada para sistemas de comunicación por fibra óptica de gran alcance.

Hay dos tipos principales de diodo láser: *a)* el tipo convencional de Fabry-Perot (FP) y *b)* el tipo de modo simple dinámico (MSD). La diferencia entre ambos radica en el diseño del área activa donde tiene lugar el efecto láser.

En la figura IV.23 se aprecia la forma espectral de la luz emitida y la sección transversal del diodo láser FP, donde la capa activa forma una cavidad resonante que tiene la forma de una banda delgada y angosta con facetas espejo en ambos extremos, lo que propicia la formación de ondas

Fibras ópticas

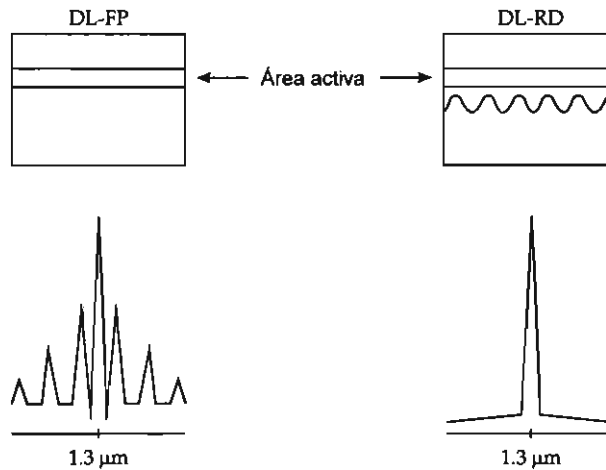


Figura IV.23. Principio de operación y forma espectral de los diodos láser FP y RD

estacionarias de luz; por lo tanto, la forma espectral de la luz emitida depende de las frecuencias de las ondas estacionarias existentes.

El diodo láser MSD se caracteriza por su operación espectral con una sola frecuencia. Entre los tipos más comunes de esta clase de láser están el diodo láser de retroalimentación distribuida (RD) y el diodo láser con reflector distribuido de Bragg (RDB). En el primero existe una estructura corrugada cerca de la capa activa, la cual proporciona una retroalimentación distribuida para la luz en un intervalo espectral muy angosto, por lo que el efecto láser ocurre a una sola frecuencia. Además, la faceta emisora de luz se procesa con una cubierta antirreflejante para reducir la reflexión en espejo, de manera que se suprime el modo FP de oscilación. El ancho espectral que se obtiene con este tipo de diodos es del orden de 0.05 a 0.4 nm en condiciones de modulación; es decir, una décima parte del ancho espectral del diodo láser FP, por lo que se usan a velocidades cercanas a 1.6 Gbits/s.

Detectores ópticos

Básicamente el detector óptico es un dispositivo que convierte fotones en electrones; un receptor óptico se compone de un detector óptico y de los circuitos asociados necesarios que le permiten funcionar en un sistema de comunicaciones ópticas.

Los receptores ópticos actuales usan uno de estos dos tipos de detectores: el fotodiodo de avalancha (FDA) y el fotodiodo positivo intrínseco negativo (PIN) seguido de una etapa preamplificadora con transistor de efecto de campo. La capacidad de un receptor óptico para detectar débiles señales de luz depende de su sensibilidad y en particular del ruido propio.

Fotodiodo de avalancha. El rasgo más sobresaliente del FDA es que presenta una ganancia interna debida a la fotocorriente inducida; esta ganancia se debe a la multiplicación por avalancha de los pares hueco-electrón que tiene lugar en la estructura del diodo. Este tipo de diodo requiere una polarización inversa que varía desde decenas hasta centenas de volts y da lugar a una corriente de oscuridad alta; a pesar de esto, tiene amplio uso en sistemas de alta velocidad a grandes distancias gracias a su alta sensibilidad.

Dependiendo de la longitud de onda, para su fabricación se emplean Si, Ge e InGaAs. El Si se utiliza para pequeñas longitudes de onda, el InGaAs se usa para grandes longitudes de onda y el

Ge para ambas longitudes de onda. El InGaAs es un material con excelentes propiedades entre las que destaca la alta sensibilidad a la luz sobre un intervalo de longitudes de onda de 1 a 1.6 μm .

La frecuencia de corte es otro factor importante; los valores típicos para los FDA de Ge y de InGaAs oscilan entre 1 y 2 GHz, mientras que para los de Si es de algunos cientos de MHz. Otro parámetro importante es el producto ganancia-ancho de banda; se han reportado 60 GHz para los FDA de InGaAs.

Fotodiodo PIN. El fotodiodo PIN tiene una estructura relativamente simple compuesta por una unión *pn* y una región intercalada intrínseca (InGaAs). Puesto que el diodo se polariza con un pequeño voltaje inverso, la corriente inversa de ruido se reduce considerablemente. Como no existe un mecanismo de ganancia en este dispositivo, su máxima eficiencia es la unidad y su producto ganancia-ancho de banda es igual al ancho de banda del diodo. Con el objeto de aprovechar el amplio ancho de banda del diodo, éste se construye en un circuito integrado junto con un amplificador de bajo ruido de efecto de campo, reduciendo en esta forma los elementos parásitos de interconexión y aumentando la confiabilidad del dispositivo.

Si comparamos ambos fotodiodos operando a una longitud de onda de 1 550 nm, de 10 Gbits en adelante el FDA resulta muy adecuado; mientras que la combinación del PIN con un transistor de efecto de campo tiene un costo menor, bajo voltaje de operación y baja corriente de oscuridad (del orden de 10 nA).

IV.7. SISTEMAS DE COMUNICACIÓN CON FIBRA ÓPTICA

Recordemos que las principales características de las fibras ópticas son baja atenuación y gran ancho de banda, por eso, en esta sección resaltaremos los aspectos más importantes que se deben considerar cuando se va a establecer un sistema de comunicación con fibra óptica.

En la figura IV.24 aparece el esquema básico de un sistema de comunicación que emplea fibra óptica; $m(t)$ representa la información que se desea transmitir, cuyas características pueden ser analógicas o digitales, ya sea modulación por posición del pulso, por intervalo del pulso o frecuencia modulada de onda cuadrada, por señalar algunos; además, este sistema de comunicación va a modular un haz de luz empleándose como fuente luminosa, ya sea un diodo láser o uno emisor de luz. Su elección dependerá del tipo de información que se vaya a enviar, de la distancia que se cubrirá, del tipo de fibra óptica empleada, etcétera.

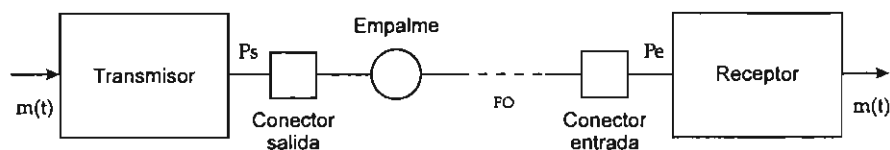


Figura IV.24. Sistema de comunicación con FO

El transmisor empleado debe proporcionar determinada potencia de salida (P_s) que se acoplará a la fibra óptica por medio del conector de salida; en este punto es preciso considerar el grado de acoplamiento (AN) y las pérdidas propias de ese conector. Respecto a la fibra óptica, considere su atenuación típica y deje un porcentaje de holgura (margen del sistema) en caso de unión por empalme y otras situaciones futuras que puedan producir pérdida. Con relación al conector de entrada, tome en consideración las pérdidas propias del conector, lo mismo que las originadas por la diferencia de diámetros entre la fibra óptica y la superficie empleada en el dispositivo receptor.

El receptor es el encargado de recibir la señal óptica y convertirla en eléctrica; para ello se puede emplear un diodo PIN o un diodo FDA, recuperándose de esta forma la señal $m(t)$. Actualmente se está empleando la filosofía del receptor coherente que muestra algunas ventajas con respecto al simple receptor con detección directa.

En la figura IV.25 vemos los diagramas eléctricos de dos sistemas de comunicación por fibra óptica; el primero es un enlace a 10 Mbps y el segundo a 20 Mbps.

Cálculo de la distancia de enlace

Para determinar la distancia de enlace en un sistema de comunicación por fibra óptica es necesario considerar todas las pérdidas que involucra, así como la potencia de salida del transmisor y la sensibilidad del receptor.

Para calcular las pérdidas por apertura numérica entre la fuente de luz y la fibra óptica se usa la siguiente expresión:

$$dB_{AN} = 20 \log \frac{AN_{FO}}{AN_{FUENTE}} = 20 \log \frac{AN_{FUENTE}}{AN_{FO}}$$

por lo que, para asegurar la máxima incidencia de luz, el diámetro del área activa del DEL no debe ser mayor que el diámetro del núcleo. De manera similar, para calcular las pérdidas por diámetro entre la fibra óptica y el fotodetector se usa la siguiente expresión:

$$dB_{DIAM} = 20 \log \frac{D_{FO}}{D_{REC}} = 20 \log \frac{D_{REC}}{D_{FO}}$$

Ejercicio IV.1

Como ilustración se determinará la distancia de enlace de un sistema de comunicación por fibra óptica que presenta los siguientes datos: atenuación de la fibra óptica = 0.5 dB/km; potencia de salida = 140 μ W; potencia de entrada = 3 μ W; diámetro de la FO = 368 μ m; diámetro del fotodiodo = 200 μ m; apertura numérica de la FO = 0.4; apertura numérica de la fuente = 0.48; pérdida por conector de salida = 2 dB; pérdida por conector de entrada = 2 dB; pérdida extra = 3 dB (margen del sistema).

Solución

Primeramente se calculan los dB disponibles del sistema,

$$dB_{SIST} = 10 \log \frac{140 \mu W}{3 \mu W} = 16.5 \text{ dB}$$

A continuación se calculan todas las pérdidas,

$$dB_{AN} = 20 \log \frac{0.48}{0.4} = 1.6 \text{ dB}$$

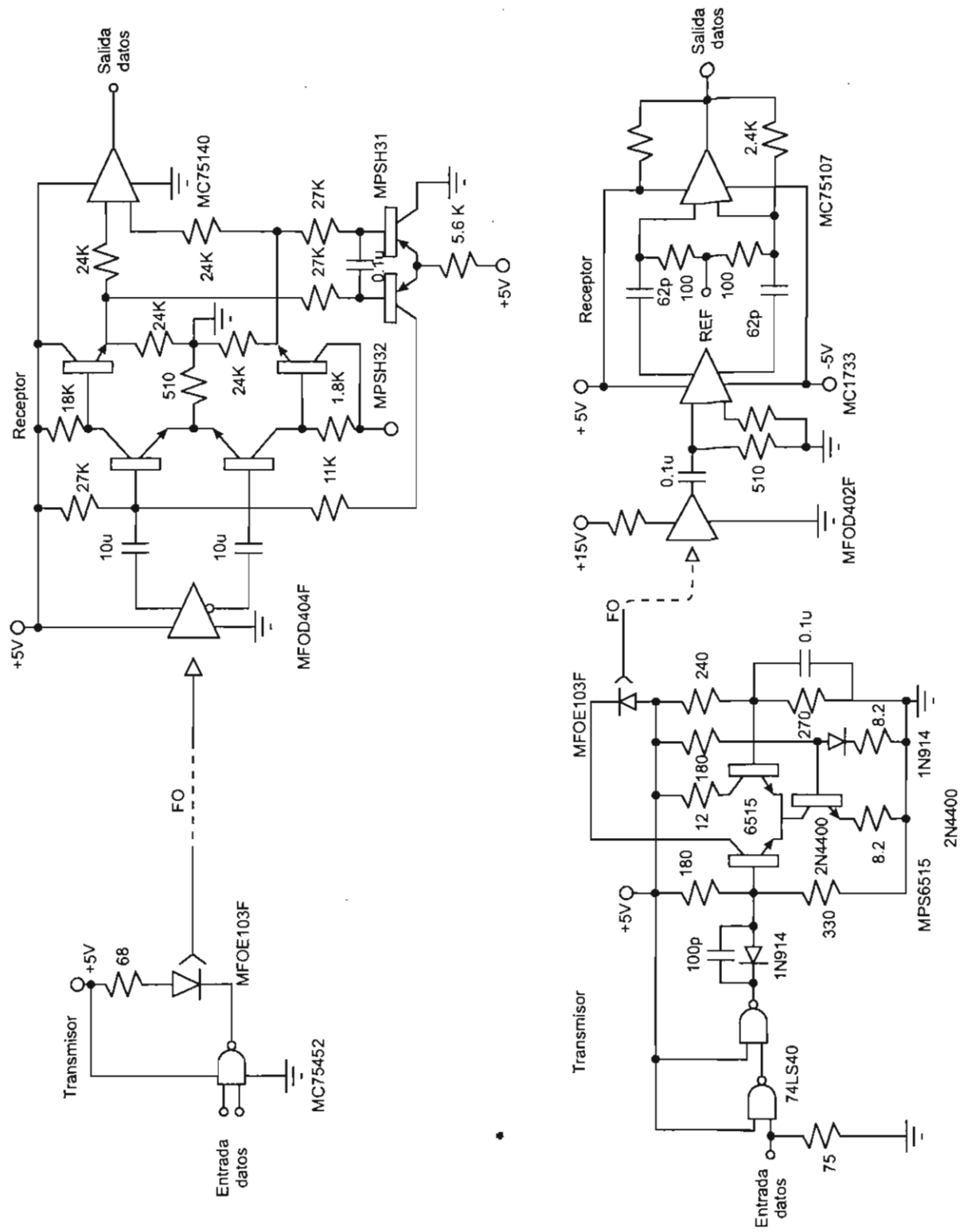


Figura IV.25. Sistemas de comunicación con fibra óptica

Fibras ópticas

$$\text{dB}_{\text{DIAM}} = 20 \log \frac{368}{200} = 5.3 \text{ dB}$$

Pérdida por conectores = 4 dB

Pérdida extra = 3 dB

Total de pérdidas = 13.9 dB

La pérdida en la fibra óptica será la diferencia entre los decibels del sistema y el total de pérdidas, o sea

$$16.5 - 13.9 = 2.6 \text{ dB}$$

Por lo que la distancia de enlace será

$$\text{Distancia de enlace} = \frac{\text{pérdidas en la FO}}{\text{atenuación de la FO}} = \frac{2.6 \text{ dB}}{0.5 \text{ dB/km}} = 5.2 \text{ km}$$

Ejercicio IV.2

Calcule la distancia óptima de enlace por FO para un sistema que presenta los siguientes datos: atenuación de la FO = 0.35 dB/km; potencia de salida = 140 μW ; potencia de entrada = 3 μW ; apertura numérica de la FO = 0.35; apertura numérica de la fuente = 0.48; diámetro del núcleo de la FO = 200 μm ; diámetro del fotodiodo = 200 μm ; pérdida por conector de salida = 2 dB; pérdida por conector de entrada = 2 dB; pérdida extra = 5 dB (margen del sistema).

Solución

D = 13.7 km.

Ejercicio IV.3

Calcule la distancia de enlace por FO en un sistema que presenta los siguientes datos: atenuación de la FO = 0.4 dB/km; potencia de salida = 140 μW ; potencia de entrada = 3 μW ; apertura numérica de la FO = 0.25; apertura numérica de la fuente = 0.45; diámetro de la FO = 50 μm ; diámetro del receptor = 50 μm ; pérdida en conector de salida = 1 dB; pérdida en conector de entrada = 1 dB; pérdida por cada empalme = 0.2 dB. Si la fibra se abastece en carretes de 2 km indique cuántos empalmes necesita.

Solución

D = 19.46 km, 9 empalmes, 10 carretes.

Dentro de las pérdidas del *margen del sistema*, deben considerarse las posibles reparaciones de las FO, la degradación propia del transmisor y receptor, el desgaste de los conectores y los cambios debidos a la temperatura. Si la distancia que se va a cubrir es considerable, es importante incluir las pérdidas por empalme cuando se usan varios carretes de FO.

IV.8. MULTICANALIZACIÓN POR LONGITUD DE ONDA

Actualmente las técnicas de multicanalización por división de frecuencia (MDF) y de multicanalización por división en el tiempo (MDT) permiten tanto enviar como recibir varias señales de información.

En la multicanalización por división de longitud de onda (MDLO) una señal de banda base modula una longitud de onda, mientras que una segunda banda base modula una segunda longitud de onda, son ópticamente multicanalizadas y pueden transmitirse a través de una fibra óptica. En la recepción, el proceso se invierte para recuperar las bandas base originales.

La tecnología de multicanalización por división de longitud de onda ofrece mayores ventajas sobre las otras tecnologías de multicanalización, por ejemplo:

- 1) Fácil expansión hacia servicios futuros opcionales.
- 2) Transmisión simultánea de diferentes tipos de señales.

Para la realización de la MDLO se requiere una fuente óptica adecuada, siendo el diodo láser el elemento idóneo; los demás componentes ópticos fundamentales son los filtros ópticos: dispositivos encargados de la multicanalización y la demulticanalización; se dividen en: a) filtros con dispositivos dispersivos, y b) filtros de interferencia.

a) Filtros ópticos con dispositivos dispersivos

En todo dispositivo dispersivo angularmente (prisma o rejilla de difracción) la señal de entrada de la fibra óptica pasa primero a un colimador y después a través del elemento dispersivo (que produce la separación de las diferentes longitudes de onda del haz incidente), finalmente los haces resultantes se enfocan cada uno a una fibra óptica en particular. En la figura IV.26 se ilustra la dispersión de un haz con las técnicas antes mencionadas.

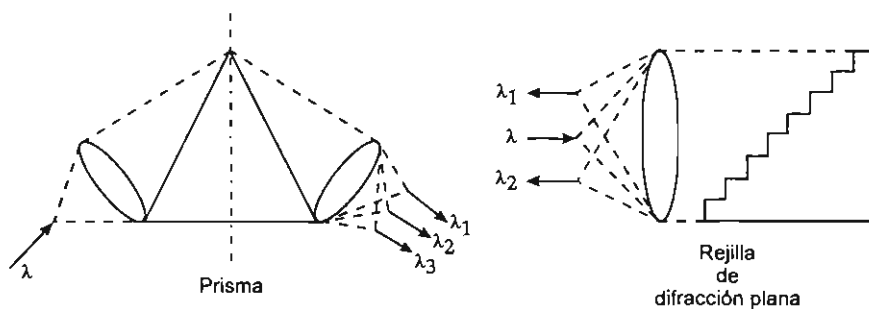


Figura IV.26. Filtros ópticos

En la figura anterior vemos que al utilizar un prisma se requieren dos colimadores. La configuración de Littrow solamente necesita un colimador si usa la mitad del prisma anterior con la superficie opuesta altamente reflectora. Este tipo de filtro, aunque puede manejar varios canales, no es factible debido a su alto costo y difícil producción. Cuando se usa la rejilla de difracción la configuración de Littrow es más adecuada, tal como se aprecia en la figura, ya que el astigmatismo se minimiza, pues utiliza la misma óptica para entrada y salida de haces debido a que únicamente necesita un lente.

La rejilla de difracción consta de un sustrato de vidrio con un patrón impreso de cientos de ranuras paralelas cubiertas con oro altamente reflectivo. Este filtro maneja varios canales y sí es factible su producción.

b) Filtros de interferencia

Básicamente existen tres tipos de filtros ópticos de interferencia de banda angosta:

- El filtro sólido de Fabry-Perot con un pasabanda de 15 nm.
- El filtro multicapas de Fabry-Perot con un pasabanda de 5 nm.
- El filtro de polarización con un pasabanda de 0.05 nm o más.

El filtro óptico multicapas de Fabry-Perot es el que tiene más aceptación por sus características técnicas; fundamentalmente consta de un sustrato de vidrio en el que se depositan varias capas dieléctricas con diferentes índices de refracción alternando con cavidades, a fin de reforzar la reflectancia.

Los elementos más empleados son TiO_2 y ZrO_2 para alto índice de refracción; para bajo índice de refracción, SiO_2 y Al_2O_3 . Los filtros, con respecto a la longitud de onda, pueden ser pasabajas, pasabanda o pasaaltas, con una caída abrupta entre las regiones de transición de alta reflectancia y alta transmitancia. En la figura IV.27 aparece un arreglo de demulticanalización con filtros de interferencia. Los filtros de interferencia manejan pocos canales y su costo es bajo por lo que su producción resulta muy factible.

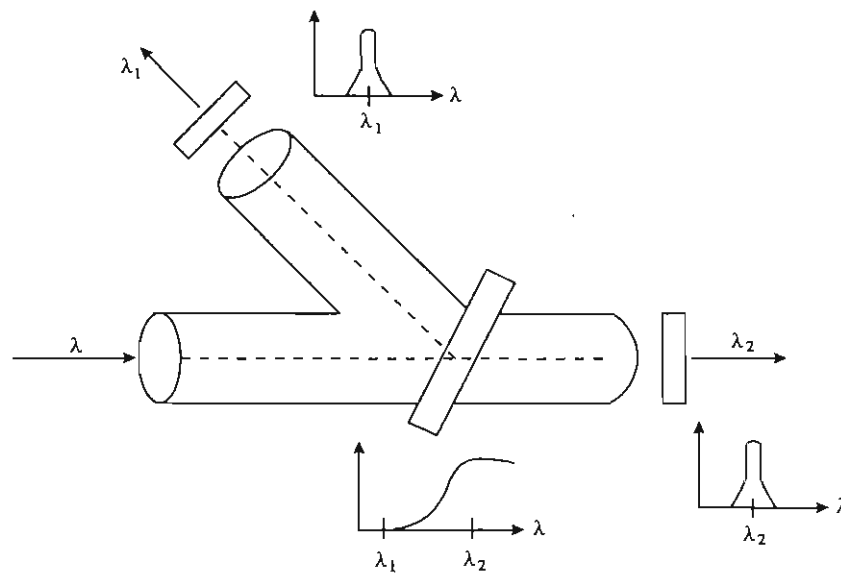


Figura IV.27. Demulticanalización con filtros de interferencia

Todos los filtros mencionados caen dentro del tipo de filtros ópticos no sintonizables. En la actualidad se están desarrollando filtros ópticos sintonizables, los conversores TE-TM y los acopladores direccionales electroópticos selectivos, que saldrán al mercado cuando se superen las dificultades para producirlos en serie.

IV.9. CIRCUITOS INTEGRADOS OPTOELECTRÓNICOS (CIOE) QUE SE EMPLEAN EN LA COMUNICACIÓN POR FIBRA ÓPTICA

Para un sistema de comunicación por fibra óptica se requieren un modulador y una fuente luminosa para el transmisor; para el receptor, un diodo fotodetector y su amplificador. En el caso de una multicanalización por división de longitud de onda es necesario, para modular, una fuente de luz y filtros ópticos; para demodular también se necesitan filtros ópticos y sus respectivos fotodetectores. De lo anterior observamos que un sistema completo de comunicación por fibra óptica necesita implementarse con gran número de componentes, de donde surge la necesidad de la integración óptica de diferentes dispositivos optoelectrónicos en un mismo circuito. El concepto de circuito integrado optoelectrónico lo propusieron Somekh y Yariv en 1972.

Entre las principales ventajas que se obtienen con una integración óptica destacan:

- mayor ancho de banda
- menores pérdidas por acoplamiento entre elementos
- multicanalización de varias señales en una fibra óptica
- conmutación de señales de una fibra a otra
- óptimo alineamiento óptico
- alta velocidad
- bajo ruido
- reducción del tiempo de retardo
- reducción de reactancias parásitas.

La integración óptica tiene dos opciones: *a)* integración híbrida con dos o más substratos; *b)* integración monolítica donde los diferentes dispositivos se basan en la tecnología de un mismo material.

Los actuales circuitos integrados optoelectrónicos (CIOE) se basan en la integración monolítica y usan compuestos binarios, ternarios y cuaternarios del tipo GaAs/AlGaAs e InP/InGaAsP. Los dispositivos ópticos que se integran incluyen diodos láser, fotodiodos, moduladores, guías de onda, cavidades, multi/demulticanalizadores, conmutadores y memorias; los circuitos electrónicos incluyen transistores de efecto de campo, transistores bipolares, circuitos excitadores, amplificadores, regeneradores, y multi/demulticanalizadores.

Los CIOE tienen una gran variedad de aplicaciones; por ejemplo en líneas troncales, en redes de áreas locales, para interconexión en sistemas de computadoras, en redes de suscriptores, y en sistemas de transmisión coherente. A continuación ofrecemos algunos de los CIOE desarrollados: diodo láser con excitador, fotodiodo con amplificador, transmisor y receptor de cuatro canales, arreglo de diodos láser de cinco longitudes de onda, receptor-transmisor con conmutador matricial de cuatro canales, diodo láser con cavidad externa, diodo láser con modulador externo y otros arreglos sencillos.

BIBLIOGRAFÍA

ARTÍCULOS Y REPORTES DE INVESTIGACIÓN

- Aboites, V., "El láser", *Información Científica y Tecnológica*, vol. 9, núm. 130, julio de 1987, pp. 47-50.
- Aguilar, A., "Caracterización de dispositivos de fibra óptica para aplicaciones espaciales", *Comunicaciones Eléctricas*, vol. 62, núm. 1, 1988, pp. 106-112.

Fibras ópticas

- Amann, M., "Laser Diodes, High-Power Light Sources for Optical Communications", *Telcom Report*, 6, 1983, pp. 79-84.
- Antell, G., "Tecnología de la fibra óptica. Detectores y receptores", *Comunicaciones Eléctricas*, vol. 56, núm. 4, 1981.
- Asatani, K., "A Field Trial of Fiber Optic Subscriber Loop Systems Utilizing Wavelength-Division Multiplexers", *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-30, núm. 9, septiembre de 1982, pp. 2172-2182.
- Auch, W., "Fiberoptic Gyroscope: An Advanced Rotation Rate Sensor", *Electrical Communication*, vol. 61, núm. 4, 1987, pp. 372-378.
- Bliss, J., *Basic Concepts of Fiber Optics in Fiber Optic Communications*, Phoenix, Arizona, Motorola Semiconductor Group, pp. 1-22.
- Davey, S., "Rare Earth Doped Fluorozirconate Glasses for Fiber Devices", *British Telcom Technology Journal*, vol. 7, núm. 1, enero de 1989, pp. 58-67.
- Davies, Y., "Tecnología de la fibra óptica. Fuentes luminosas de semiconductor", *Comunicaciones Eléctricas*, vol. 56, núm. 4, 1981.
- Gotschy, H., "Lake Constance Cable Project: First Fiberoptic Submarine Cable in West Germany", *Telcom Report*, 10, núm. 5, 1987, pp. 258-259.
- Heister, G., "Optoelectronic Semiconductor Devices", *Telcom Report*, 10, núm. 5, 1987, pp. 328-332.
- Keck, D., "Single-mode Fibers Outperform Multimode Cables", *Spectrum*, IEEE, marzo de 1983, pp. 30-37.
- Kiesewetter, W., "Fabricación de fibras ópticas para sistemas de telecomunicación", *Comunicaciones Eléctricas Alcatel*, RFA, vol. 63, núm. 2, 1989, pp. 176-182.
- Lebduska, R., "Fiber Optic Cable Test Evaluation", *Optical Eng.*, vol. 13, enero-febrero de 1974, pp. 49-55.
- Linke, R., "Optical Heterodyne Communications Systems", *Communication Magazine*, IEEE, octubre de 1989, pp. 36-41.
- López, A., "Óptica integrada, filtros electroópticos sintonizables para sistemas de comunicaciones ópticas", *Mundo Electrónico*, núm. 181, 1988, pp. 91-95.
- Maeda, M., "Integrated Optoelectronic for Optical Transmission Systems", *Communications Magazine*, IEEE, vol. 26, núm. 5, mayo de 1988, pp. 45-51.
- Mendoza, J., *La microelectrónica óptica, avance y perspectiva*, vol. 8, núm. 37, enero-marzo de 1989, pp. 15-29.
- Nakagami, T., "Optical and Optoelectronic Devices for Optical Fiber Transmission Systems", *Communications Magazine*, IEEE, vol. 26, núm. 1, enero de 1988, pp. 28-33.
- Ostrowsky, D., "Las telecomunicaciones ópticas", *Mundo Científico*, vol. 2, núm. 13, pp. 438-448.
- Sandberg, C., "Fiberoptic Applications in Pipes and Pipelines", *Transactions on Industry Applications*, IEEE, vol. 1-A-23, núm. 6, noviembre-diciembre de 1987, pp. 1061-1066.
- Schneider, H., "Manufacturing Processes and Designs of Optical Waveguides", *Optical Communications*, reporte 6, 1983, pp. 27-32.
- Sutor, N., "Testing the Mechanical and Thermal Characteristics of Optical Cables", *Telcom Report*, 6, 1983, pp. 183-187.
- Zeidler, G., "Designing Fiber-Optic Cable Systems", *Telcom Report*, 6, 1983, pp. 41-45.

CURSOS

- Ramírez, F., Conferencias sobre fibras ópticas en el campo de las telecomunicaciones, Condumex, 1989.
- Teléfonos de México, Fibras ópticas, 1990.

LIBROS

- The Photonics. Design and Applications Handbook*, EUA, Luring Publishing, 1990.
- The Photonics. Dictionary*, EUA, Luring Publishing, 1990.
- Salmerón, M., *Líneas de transmisión, guías de onda y fibras ópticas*, México, Trillas, 1981, pp. 137-154.
- Vaughan, D., *Oftalmología general*, México, El Manual Moderno, 1984, pp. 303-305.

APÉNDICE

USO Y MANEJO DEL MEDIDOR DE RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA GENERAL RADIO, TIPO 1234

PARA USAR ADECUADAMENTE este instrumento es necesario que esté conectado al enchufe correspondiente, localizado en el carro móvil de una línea coaxial ranurada de precisión como la 874-LBB de General Radio. Esta línea ranurada debe estar conectada por un extremo a un generador de radiofrecuencia, modulado con una señal cuadrada de 1 kHz, y por el otro extremo debe estar conectada la carga que propicia la presentación de una relación de onda estacionaria. Si el instrumento se empleará para medir relación de onda estacionaria (ROE), deberán utilizarse las escalas de 1-1.05, 1-1.2, 1-4, 3.2-10, 10-40; en cambio, si lo que se va a medir es la Atenuación, úsense las escalas en dB combinadas con la perilla de Atenuación de 0-45 dB en pasos de 5 dB y la perilla conmutadora puesta en Atenuación en dB en la escala correspondiente.

MEDICIÓN DE ROE

Antes de hacer alguna medición, es necesario que el generador de radiofrecuencia tenga como modulación una señal de onda cuadrada de 1 kHz, que la línea sintonizable ajustable esté resonando a la frecuencia fundamental (máxima indicación sobre un voltaje máximo de onda estacionaria) y que en el medidor de ROE el conmutador de fuente esté colocado en 20 K Ω .

Para medir la ROE primeramente se localiza un voltaje máximo de onda estacionaria por medio del carro móvil de la línea ranurada, luego se ajusta el nivel de salida del generador de RF hasta obtener una deflexión completa (1.0) sobre el medidor de ROE, de preferencia en la escala 1-4. Si no se logra la deflexión completa sobre el medidor, como complemento a este ajuste podemos utilizar la perilla de Atenuación de 0-45 dB y la de Ganancia, tanto del nivel grueso como del fino. Para asegurarnos que el medidor de ROE esté a la Frecuencia correcta (1 kHz), la perilla de Frecuencia se ajusta hasta lograr la máxima deflexión para igualar con la frecuencia de modulación del generador de RF.

Una vez que el medidor de ROE se ha ajustado a una máxima deflexión de 1 en la escala de 1-4, el carro móvil se desliza hacia el generador hasta obtener un voltaje mínimo que será la mínima deflexión sobre el medidor y, al final, se lee directamente la ROE sobre la escala correspondiente.

Si la aguja del medidor de ROE se encuentra oscilando, la perilla ancho de banda debe ajustarse hasta conseguir una indicación inmóvil.

Cuando la lectura del medidor exceda de 4 se recomienda utilizar la escala 3.2-10 o la de 10-40, en cambio, si la lectura es menor de 1.2, pueden usarse las escalas 1-1.2 o bien de 1-1.05 para una lectura más exacta.

Apéndice

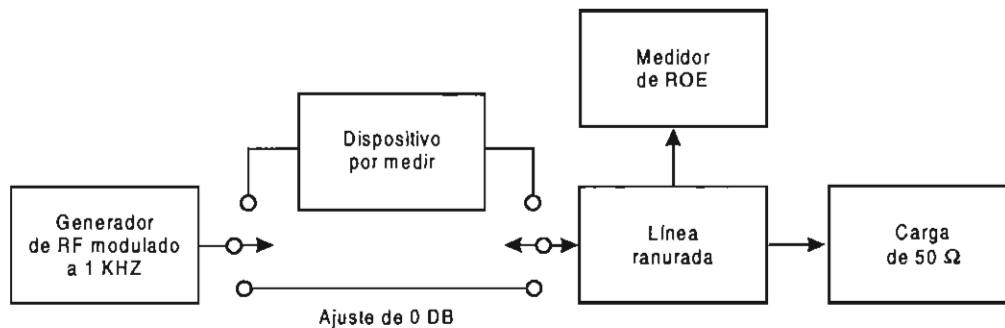
Si una lectura no resulta satisfactoria, se recomienda adoptar varias mediciones y tomar como valor final el promedio.

MEDICIÓN DE ATENUACIÓN

El instrumento puede medir Atenuación hasta de 80 dB; de ellos, 20 dB de la posición del conmutador del medidor, otros 10 dB de la deflexión del medidor, 45 dB se obtienen de la perilla de Atenuación y los 5 dB restantes de la perilla Δ dB.

Como punto de partida se hace un ajuste de 0 dB como máxima deflexión del medidor con el equipo conectado, según se indica en el esquema anterior. Primeramente se coloca el conmutador de fuente en 20 k Ω , la perilla de Atenuación en 0 dB, la de Δ dB en 0 dB, el conmutador Escala del Medidor en 0 dB y los controles grueso y fino de ganancia se ajustan hasta lograr una lectura de 0 dB.

A continuación se inserta el dispositivo con atenuación desconocida y se lee directamente sobre el medidor la atenuación que ese dispositivo presenta. Si la lectura excede de 10 dB, las perillas de Atenuación de 0-45 dB y la de Δ dB se ajustan, así como la de Escala del Medidor hasta que la aguja de éste quede dentro de alguna escala. La atenuación del dispositivo bajo medición será el total de dB acumulado en las perillas, más lo indicado por la aguja del medidor.



PROBLEMATARIO

LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

1. Indique tres aplicaciones de la línea de transmisión.
2. Describa física y funcionalmente una línea ranurada.
3. ¿Por qué debe conectarse un atenuador entre la fuente de señal y una línea ranurada?
4. ¿Qué entiende por velocidad de grupo?
5. Se tiene una línea telefónica con los siguientes datos: $R = 1 \text{ ohm/km}$, $C = 0.1 \text{ } \mu\text{F/km}$, $L = 0.25 \text{ mH/km}$, $G = 1 \text{ } \mu\text{mho/km}$. Calcule la impedancia característica y sus constantes de propagación, de atenuación y de fase.

Respuesta: $Z_0 = 38.7 + j8.69$, $\gamma = 0.035 + j0.0314$

6. Una línea de transmisión cuyos elementos distribuidos son los valores $L = 0.25 \text{ } \mu\text{H/m}$ y $C = 100 \text{ pF/m}$ se carga con una impedancia serie formada por $R = 100 \text{ ohms}$ y un capacitor de 32 pF . A la frecuencia de operación de 100 MHz , calcule: ROE, coeficiente de reflexión, potencia reflejada, S_{m1} , S_{M1} y la impedancia de la línea a una distancia de un cuarto de longitud de onda de la carga.

Respuesta: $Z_0 = 50 \text{ ohms}$, $Z_C = 100 - j49.75$, $\rho = 0.45 \angle -26^\circ$, $\text{ROE} = 2.63$, $S_{m1} = 63.96 \text{ cm}$,
 $S_{M1} = 1.389 \text{ m}$, $Z_S = 20.04 + j9.969$

7. Resuelva el problema anterior pero ahora con $L = 9 \text{ } \mu\text{H/m}$, $R = 270 \text{ ohms}$, y $C = 15 \text{ pF}$.

Respuesta: $Z_0 = 300 \text{ ohms}$, $Z_C = 270 - j106.103$, $\rho = 0.19 \angle -95.25^\circ$, $\text{ROE} = 1.469$,
 $S_{m1} = 35.31 \text{ cm}$, $S_{M1} = 110.31 \text{ cm}$, $Z_S = 288.75 + j113.45$, $P_r = 0.0361 P_{in}$

8. Una línea de transmisión cuyos elementos distribuidos son los valores $L = 9 \text{ } \mu\text{H/m}$, $C = 100 \text{ pF/m}$, se carga con una impedancia serie formada por $R = 200 \text{ ohms}$ y $C = 18 \text{ pF}$. A la frecuencia de operación de 100 MHz , calcule: ROE, $\rho \angle \theta$, P_r , S_{m1} , S_{M1} , y la impedancia de la línea a $\lambda/4$ a partir de la carga.

Respuesta: $Z_0 = 300 \text{ ohms}$, $Z_C = 200 - j88.42$, $\rho = 0.2629 \angle -128.49^\circ$, $\text{ROE} = 1.713$,
 $S_{m1} = 21.46 \text{ cm}$, $S_{M1} = 96.46 \text{ cm}$, $Z_S = 376.4 + j166.48$

9. Tenemos una línea de transmisión con una $Z_0 = 50$ ohms cargada con una impedancia serie formada por $R = 200$ ohms y un capacitor de 2.7 pF. A la frecuencia de operación de 600 MHz calcule: $\rho \angle \theta$, ROE, P_r , S_{m1} , S_{M1} , y la impedancia que presenta la línea a una distancia 0.1λ de la carga.

Respuesta: $Z_C = 200 - j98.24$, $\rho = 0.66 \angle -11.67^\circ$, ROE = 5.06, $S_{m1} = 11.65$ cm,
 $S_{M1} = 24.25$ cm, $Z_S = 19.35 - j52.5$, $P_r = 0.4448 P_{in}$

10. Se tiene una línea de transmisión de 163.2 m, cargada con una impedancia paralelo formada por $R = 200$ ohms y $C = 2.7$ pF. A la frecuencia de operación de 600 MHz calcule: $\rho \angle \theta$, ROE, S_{m1} , S_{M1} , P_r , la impedancia de la línea a una distancia de 0.15λ de la carga y la impedancia de la línea en el extremo opuesto a la carga.

Respuesta: $Z_C = 38.87 - j79.14$, $\rho = 0.6716 \angle -56.31^\circ$, ROE = 5.09, $S_{m1} = 8.58$ cm,
 $S_{M1} = 21.089$ cm, $Z_S = 9.079 - j6.306$, $Z_e = 174.15 + j114.88$, $P_r = 0.451 P_{in}$

11. Se tiene una línea de transmisión con elementos distribuidos $L = 9 \mu\text{H/m}$ y $C = 100$ pF/m que se carga con una impedancia serie formada por $R = 100$ ohms y $C = 3.6$ pF. A la frecuencia de operación de 450 MHz calcule: $\rho \angle \theta$, P_r , ROE, S_{m1} , S_{M1} , y la impedancia de la línea a una distancia 0.1λ de la carga.

Respuesta: $Z_0 = 300$ ohms, $Z_C = 100 - j98.24$, $\rho = 0.59 \angle -139.5^\circ$, ROE = 3.4,
 $S_{m1} = 3.73$ cm, $S_{M1} = 20.30$ cm, $Z_S = 94.5 + j78$

12. La estación XEST que opera en el canal 1 440 kHz radia con una potencia de 100 kW con una antena de 250 ohms que se acopla al transmisor por medio de una línea de transmisión de 232 ohms y una longitud de $3\lambda/4$. ¿Cuál es la impedancia reflejada a la entrada de la línea?

Respuesta: 215.29 ohms

13. Describa la variación de impedancia a lo largo de una línea de transmisión cuando presenta un determinado patrón de onda estacionaria.
14. Explique ampliamente por qué se genera un patrón de onda estacionaria en una línea de transmisión.
15. Explique el concepto *transformador de $\lambda/4$* .
16. Indique las características de las líneas balanceada y desbalanceada.
17. Una línea de transmisión coaxial rígida tiene las siguientes dimensiones: diámetro del conductor interno 33.6 mm, diámetro del conductor externo 79.38 mm ($3\frac{1}{8}$ "); si el dieléctrico es aire, ¿cuál es su impedancia característica, y cuáles sus parámetros distribuidos?

Respuesta: $Z_0 = 51.5$ ohms, $L = 0.1717 \mu\text{H/m}$, $C = 64.58$ pF/m

Problemario

3. Una línea de transmisión coaxial flexible que emplea conductores de cobre con $\mu_r = 1.1$ y como dieléctrico poliestireno con $\epsilon_r = 2.05$ presenta las siguientes dimensiones: diámetro del conductor externo 0.59 cm; diámetro del conductor interno = 0.1 cm, calcule su impedancia característica y sus parámetros distribuidos.

Respuesta: $Z_0 = 74.29$ ohms, $L = 0.39 \mu\text{H/m}$, $C = 64.1 \text{ pF/m}$

9. Se tiene una línea de transmisión bifilar que utiliza cobre para la constitución de los conductores con una permeabilidad magnética relativa de 1.1, emplea poliestireno como material aislante con una permitividad eléctrica relativa de 2.05 y presenta los siguientes datos: separación de 2 cm entre conductores y ambos con el mismo diámetro de 0.1 cm. Calcule sus parámetros distribuidos y su impedancia.

Respuesta: $Z_0 = 308.82$ ohms, $L = 1.623 \mu\text{H/m}$, $C = 15.432 \text{ pF/m}$

0. Una línea bifilar de transmisión tiene las siguientes dimensiones: diámetro del conductor 0.1637 cm y separación entre conductores de 1 cm. ¿Cuál es la impedancia característica y cuáles sus parámetros distribuidos?

Respuesta: $Z_0 = 300$ ohms, $L = 1 \mu\text{H/m}$, $C = 11.095 \text{ pF/m}$

1. Indique tres aplicaciones de la carta de Smith.
2. Por medio de la carta de Smith calcule la admitancia de $60 + j75$.

Respuesta: $13.5 - j39.75$

3. Se tiene un transmisor acoplado a una antena por medio de una línea de transmisión de 150 m operando a una frecuencia de 300 MHz y existe un voltaje mínimo de onda estacionaria a una distancia de 10 cm de la carga. Si la ROE es 2, ¿cuál es la impedancia de la antena?

Respuesta: $Z_a = 33.75 - j24$

4. Por medio de la carta de Smith resuelva el siguiente problema: un transmisor se conecta a una antena por medio de una línea de transmisión de 276.5 m de longitud. A la frecuencia de operación de 150 MHz se localiza un máximo de voltaje de onda estacionaria a 0.15λ de la carga y una ROE de 3. Calcule ρ , θ , la impedancia de carga y la impedancia reflejada al inicio de la línea de transmisión.

Respuesta: $\rho = 0.5 \angle 107.5^\circ$, $Z_C = 23.75 + j31$, $Z_S = 41 - j49$

5. Se tiene una línea de transmisión con $Z_0 = 50$ ohms y una longitud de 50 m que se alimenta con un generador de RF con 300 MHz. Esta línea se carga con una antena cuya impedancia es $50 + j10$. ¿Qué tramo de línea en cm hay que agregar para que la antena refleje un valor resistivo?, ¿qué valor de resistencia reflejada se obtiene?

Respuesta: $S = 11.4$ cm, $Z_r = 60$ ohms

26. Se tiene una línea de transmisión con elementos distribuidos $L = 9 \mu\text{H}/\text{m}$ y $C = 100 \text{ pF}/\text{m}$ que se carga con una impedancia paralelo formada por $R = 232 \text{ ohms}$ y $C = 4.7 \text{ pF}$. A la frecuencia de operación de 450 MHz calcule: ρ , θ , P_r , ROE , S_{m1} , S_{M1} y la impedancia de la línea a una distancia 0.1λ de la carga.

Respuesta: $Z_C = 22.08 - j68.09$, $\rho = 0.869$, $\angle -154.3^\circ$, $\text{ROE} = 14.3$, $P_r = 0.755 P_{in}$,
 $S_{m1} = 2.33 \text{ cm}$, $S_{M1} = 18.8 \text{ cm}$, $Z_S = 27 + j127.7$

27. ¿Qué tipo de línea sintonizable es más recomendable y por qué?
28. Se tiene un transmisor conectado a una antena con $Z_a = 25 \text{ ohms}$ por medio de una línea de transmisión de 50 ohms . Calcule la distancia y la longitud de la línea sintonizable que se empleará para lograr la máxima transferencia de energía en ese sistema de transmisión.

Respuesta: $S = 0.0975\lambda$, $L = 0.347\lambda$

29. Se tiene un transmisor conectado a una antena con impedancia $50 - j50$. Calcule el acoplador que se empleará para lograr la máxima transferencia de energía a la frecuencia de 400 MHz .

Respuesta: Solución serie $L = 0.125\lambda = 9.375 \text{ cm}$; solución paralelo $S = 0.074\lambda = 5.55 \text{ cm}$,
 $L = 0.125\lambda = 9.375 \text{ cm}$

30. Se tiene una antena de 75 ohms conectada a un transmisor. Diseñe una línea sintonizable paralelo para lograr la máxima transferencia de energía con una línea de transmisión de 50 ohms .

Respuesta: $S = 0.142\lambda$, $L = 0.19\lambda$

31. Se tiene una antena con $Z_a = 25 + j25$ conectada a un transmisor por medio de una línea de transmisión de 50 ohms . Diseñe una línea sintonizable paralelo para lograr el óptimo acoplamiento.

Respuesta: $S = 0.0\lambda$, $L = 0.375\lambda$

32. Una antena con $Z_a = 40 + j30$ se conecta a un transmisor: a) diseñe una línea sintonizable paralelo para lograr el óptimo acoplamiento, b) diseñe una línea sintonizable serie y un transformador de línea para lograr el óptimo acoplamiento.

Respuesta: a) $S = 0.277\lambda$, $L = 0.1515\lambda$; b) $L = 0.414\lambda$, $Z_t = 44.72 \text{ ohms}$

Problemario

ANTENAS

1. Explique el concepto de *propagación guiada* de la onda electromagnética al aire libre.
2. ¿Qué tipo de ondas dan origen al patrón de radiación horizontal?
3. ¿Qué tipo de ondas dan origen al patrón de radiación vertical?
4. Explique el principio de reciprocidad.
5. Indique las cinco principales características que debe poseer todo tipo de antena.
6. ¿Por qué se logra mayor alcance con la onda de cielo?
7. ¿Qué entiende por polarización en una antena?
8. ¿Qué entiende por polarización circular?
9. Explique el concepto de *desvanecimiento*.
10. Explique el concepto de *región de Frannhofer*.
11. Explique el concepto de ancho de banda de una antena en función de su impedancia.
12. Explique cómo se grafica el patrón de radiación horizontal.
13. ¿Qué entiende por ganancia de antena?
14. Mencione tres tipos de antenas transmisoras.
15. Mencione tres tipos de antenas receptoras.
16. Explique cómo está constituida la resistencia total de una antena transmisora.
17. Explique cómo se determina experimentalmente la impedancia de un dipolo simple abierto.
18. Explique cómo se calcula la impedancia de una antena dipolo doblado e indique su valor.
19. ¿Cómo se determina la *altura efectiva* de una antena transmisora en radiodifusión?
20. Explique cómo está constituido un sistema de tierra de una antena transmisora de radiodifusión tipo Marconi.
21. Calcule la potencia de salida de un transmisor si se tiene una antena de 51 ohms, una PER de 90 kW, una $G = 4$ y una $\eta = 90$ por ciento.

Respuesta: $P_s = 25 \text{ kW}$

22. ¿Qué tipo de patrón de radiación horizontal se obtiene con una antena tipo Yagi-Uda?
23. Indique la variación de circularidad permitida en un patrón de radiación omnidireccional.
24. Indique las características que deben poseer los tirantes que fijan a las antenas de $\lambda/4$ en la banda de AM.
25. Explique el principio de funcionamiento de un elemento parásito en una antena.
26. Dibuje e indique las dimensiones típicas de una antena receptora tipo Yagi-Uda de tres elementos con dipolo cerrado.
27. Diseñe una antena Yagi-Uda de tres elementos con dipolo cerrado que opere a 174 MHz.

Respuesta: $R = 86.21 \text{ cm}$, $E = 81.89 \text{ cm}$, $D = 77.58 \text{ cm}$, $D_{RE} = 0.15\lambda = 25.86 \text{ cm}$, $D_{DE} = 0.1\lambda = 17.24 \text{ cm}$, $D_d = 0.1\lambda = 17.24 \text{ cm}$, $d = 0.01\lambda = 1.72 \text{ cm}$

28. Diseñe una antena Yagi-Uda de tres elementos dipolo cerrado que opere a 450 MHz.

Respuesta: $R = 33.33 \text{ cm}$, $E = 31.66 \text{ cm}$, $D = 30 \text{ cm}$, $D_{RE} = 0.2\lambda - 0.15\lambda = 12.33 - 10 \text{ cm}$, $D_{ED} = 0.15\lambda - 0.1\lambda = 10 - 6.66 \text{ cm}$, $D_D = 0.1\lambda = 6.66 \text{ cm}$, $d = 0.01\lambda = 0.66 \text{ cm}$

29. Diseñe una antena log-periódica para la banda baja de MAF-TV (54-88 MHz) con $\tau = 0.948$ y $\sigma = 0.181$.

Respuesta: $L_1 = 2.638 \text{ m}$, $L_2 = 2.5 \text{ m}$, $L_3 = 2.37 \text{ m}$, $L_4 = 2.25 \text{ m}$, $L_5 = 2.13 \text{ m}$,
 $L_6 = 2.02 \text{ m}$, $L_7 = 1.915 \text{ m}$, $L_8 = 1.815 \text{ m}$, $L_9 = 1.72 \text{ m}$, $L_{10} = 1.632 \text{ m}$,
 $S_1 = 0.955 \text{ m}$, $S_2 = 0.905 \text{ m}$, $S_3 = 0.858 \text{ m}$, $S_4 = 0.8145 \text{ m}$, $S_5 = 0.771 \text{ m}$,
 $S_6 = 0.73 \text{ m}$, $S_7 = 0.693 \text{ m}$, $S_8 = 0.657 \text{ m}$, $S_9 = 0.622 \text{ m}$

30. Diseñe una antena log-periódica para la banda de 88 MHz a 108 MHz con $\tau = 0.948$ y $\sigma = 0.181$.

Respuesta: $L_1 = 1.62 \text{ m}$, $L_2 = 1.535 \text{ m}$, $L_3 = 1.455 \text{ m}$, $L_4 = 1.379 \text{ m}$, $L_5 = 1.307 \text{ m}$,
 $S_1 = 58.6 \text{ cm}$, $S_2 = 55.5 \text{ cm}$, $S_3 = 52.6 \text{ cm}$, $S_4 = 49.9 \text{ cm}$

31. Diseñe una antena log-periódica para la banda de 174 MHz a 216 MHz con $\tau = 0.897$ y $\sigma = 0.17$.

Respuesta: $L_1 = 81.89 \text{ cm}$, $L_2 = 73.46 \text{ cm}$, $L_3 = 65.89 \text{ cm}$, $S_1 = 27.84 \text{ cm}$, $S_2 = 24.97 \text{ cm}$

32. ¿Qué separación debe haber entre dos antenas resonantes a diferente frecuencia cuando se acoplan en paralelo, tomando en consideración el punto de alimentación?
33. Se tiene una antena Yagi-Uda de tres elementos con dipolo cerrado que opera en la banda baja de TV y se desea acoplar con una antena Yagi-Uda de cuatro elementos con dipolo abierto que

Problemario

opera en la banda alta de TV, ambas para MAF. Indique cómo se deben acoplar ambas antenas para obtener la máxima transferencia de energía.

34. ¿Qué entiende por antena parabólica?
35. ¿Cuál es la función del reflector parabólico?
36. Explique en qué consisten las zonas de Fresnel.
37. Indique los límites de la 2a. zona de Fresnel, así como el carácter de esa zona.

GUÍAS DE ONDA

1. Indique dos ventajas de las guías de onda sobre las líneas de transmisión.
2. Indique la banda de frecuencia de operación de las guías de onda.
3. Indique dos limitaciones técnicas para la construcción de guías de onda.
4. Explique en qué consisten los modos TE, TM y TEM.
5. ¿Qué significa una onda plana?
6. ¿Qué utilidad tiene el vector de Umov-Poyting en las guías de onda?
7. Indique las componentes de los campos eléctrico y magnético del modo TE en guías de onda rectangulares.
8. Indique las componentes de los campos eléctrico y magnético del modo TM en guías de onda circulares.
9. ¿Qué implica un modo dominante?
10. ¿Qué indican TE_{01} y TM_{11} en guías de onda rectangulares?
11. ¿Qué indican TE_{10} y TM_{11} en guías de onda rectangulares?

12. Se tiene una guía de onda rectangular con dimensiones $a = 5.08$ cm y $b = 2.54$ cm. Para el modo dominante TE_{10} y a la frecuencia de operación de 3.95 GHz calcule: λ_c , f_c , V_f , V_g , Z_{TE} .

Respuesta: $\lambda_c = 10.16$ cm, $f_c = 2.952$ GHz, $V_f = 4.51 \times 10^8$ m/s, $V_g = 1.99 \times 10^8$ m/s,
 $Z_{TE} = 567$ ohms

13. Se tiene una guía de onda rectangular con dimensiones internas de 1.872×0.872 pulg. A la frecuencia de operación de 3.93 GHz, calcule sus parámetros para el modo dominante TE_{10} .

Respuesta: $\lambda_c = 9.5097$ cm, $f_c = 3.154653$ GHz, $V_f = 5.03 \times 10^8$ m/s, $V_g = 1.789 \times 10^8$ m/s, $Z_{TE} = 632.14$ ohms

Introducción a los medios de transmisión

14. Se tiene una guía de onda rectangular con dimensiones $a = 0.5$ pulg. y $b = 0.25$ pulg. Para los modos dominantes TE_{10} y TM_{11} calcule la longitud de onda y la frecuencia de corte.

Respuesta: TE_{10} 2.54 cm y 11.81 GHz; TM_{11} 1.136 cm y 26.41 GHz

15. Se tiene una guía de onda rectangular con dimensiones $a = 0.224$ pulg y $b = 0.112$ pulg y se desea utilizarla a una frecuencia de 13 GHz. Demuestre si es adecuada o no para usarla en algún modo dominante.

Respuesta: TE_{10} $f_c = 26.36$ GHz, TM_{11} $f_c = 58.95$ GHz. No es adecuada.

16. Se tiene una guía de onda rectangular de plata con 0.148 pulg de largo y 0.074 pulg de alto, y se desea trabajar con una potencia de 500 watts. Demuestre el modo de operación más adecuado y la banda de operación óptima. Calcule también las velocidades de fase y de grupo para una frecuencia de operación de 40 GHz.

Respuesta: TE_{10} $f_c = 39.9$ GHz; TM_{11} $f_c = 88.39$ GHz; a 40 GHz, $V_f = 42.25 \times 10^8$ m/s, $V_g = 0.2119 \times 10^8$ m/s

17. ¿En qué tipo de situación se emplea el modo de transmisión TEM?
18. Explique el funcionamiento de un acoplador de tres puertos en T en el plano H .
19. Explique el funcionamiento de un acoplador de tres puertos en T en el plano E .
20. Explique el funcionamiento de un acoplador de cuatro puertos.
21. Indique las dimensiones mínimas de una cavidad resonante.
22. Indique tres tipos de acoplamiento de una cavidad resonante.
23. Explique el principio de operación de una guía bifurcada.
24. Indique dos aplicaciones del circulador.

FIBRAS ÓPTICAS

1. Indique tres aplicaciones de las fibras ópticas.
2. Indique dos ventajas de las fibras ópticas sobre las líneas de transmisión.
3. ¿Qué entiende por *índice de refracción*?
4. Describa las leyes de Snell.
5. ¿Qué entiende por ángulo crítico?

Problemario

6. Calcule las pérdidas de Fresnel para la fluorita con $n = 1.4338$.

Respuesta: 3.17%

7. Explique en qué consiste la dispersión de la luz.
8. Describa la *dispersión de Rayleigh*.
9. Dé la definición de la luz.
10. Explique la teoría de la luz de Maxwell.
11. ¿Qué entiende por luz coherente?
12. ¿Qué significa LÁSER?
13. Indique el material con que se construyen las fibras ópticas.
14. Indique tres métodos para la fabricación de la preforma de una fibra óptica.
15. ¿Qué entiende por *sinterizado*?
16. Esquematice y describa la constitución de una fibra óptica.
17. Describa el principio de funcionamiento de una fibra óptica con índice escalonado.
18. Describa las diferencias entre una fibra óptica con índice escalonado y otra con índice graduado.
19. Indique los modos de propagación en una fibra óptica.
20. Explique en qué consiste el modo múltiple o multimodo.
21. Explique el concepto de dispersión multimodal.
22. Describa las diferencias entre una fibra óptica y un cable óptico.
23. Indique el principal factor causante de atenuación en una fibra óptica.
24. Indique tres causas de atenuación intrínseca en una fibra óptica.
25. ¿Qué entiende por *aceptancia*?
26. Describa el concepto *apertura numérica*.
27. Explique por qué es importante el ángulo crítico en una fibra óptica con índice escalonado.
28. Describa las diferencias entre las fibras ópticas de tipo industrial y de telecomunicaciones.

29. Indique el calibre de las fibras ópticas de acuerdo a su uso.
30. Indique los tipos de pérdida en un empalme.
31. Indique dos técnicas para el diseño de conectores en fibras ópticas.
32. Indique dos dispositivos de excitación en fibras ópticas.
33. Explique el uso y la constitución de un diodo PIN.
34. Se va a diseñar un sistema de enlace de datos y se emplea una fibra óptica que presenta las siguientes características: atenuación de la FO = 0.45 dB/km; potencia de salida = 130 μ W; potencia de entrada = 2 μ W; pérdida en conector de entrada = 1 dB; pérdida en conector de salida = 1 dB; pérdida por cada empalme = 0.15 dB; apertura numérica de la FO = 0.25; apertura numérica de la fuente = 0.48; diámetro de la FO = 50 μ m; diámetro del fotodiodo = 100 μ m; si la fibra se abastece en tramos de 2 km, calcule la distancia de enlace e indique cuántos empalmes y/o conectores se necesitan, así como el tipo de excitación y el modo de propagación.

Respuesta: distancia = 8.53 km, 4 empalmes, modo múltiple y excitación por DEL.

35. Si en el ejercicio anterior se tiene 0.6 dB tanto en el conector de entrada como en el de salida, ¿cuál es la distancia de enlace y cuántos empalmes se usan?

Respuesta: distancia = 10 km; 4 empalmes.

36. Calcule la distancia que se puede cubrir con un enlace por una FO que presenta una atenuación de 0.5 dB/km, si se tienen los siguientes datos: potencia de salida = 140 μ W; potencia de entrada al diodo PIN = 5 μ W; pérdida en conector de entrada = 2 dB; margen de seguridad = 4.5 dB; pérdida en conector de salida = 2 dB; AN de la FO = 0.25; AN de la fuente = 0.25; diámetro de la FO = 100 μ m; diámetro del receptor = 100 μ m

Respuesta: distancia = 11.96 km.

37. Se tiene un sistema de comunicación con FO los siguientes datos: potencia de salida = 130 μ W; atenuación de la FO = 0.45 dB/km; potencia de entrada = 3 μ W; pérdida en conector de entrada = 0.8 dB; pérdida en conector de salida = 0.8 dB; pérdida por cada empalme = 0.14 dB; AN de la FO = 0.25; AN de la fuente = 0.48; diámetro de la FO = 50 μ m; diámetro del fotodiodo = 100 μ m; si la fibra se abastece en carretes de 2 km, calcule la distancia de enlace, así como el número de empalmes.

Respuesta: distancia = 6 km; 2 empalmes.

38. Calcule la distancia de un enlace con FO que presenta las siguientes características: atenuación de la FO = 0.2 dB/km; potencia de salida = 140 μ W; potencia de entrada = 2 μ W; diámetro de la FO = 5.7 μ m; diámetro del diodo receptor = 10 μ m; pérdida en conector de entrada = 0.6 dB; pérdida en conector de salida = 0.6 dB; pérdida por cada empalme = 0.15 dB. Si la fibra se

Problemario

abastece en carretes de 2 km indique cuántos empalmes se usarán para la distancia, sin considerar margen de seguridad.

Respuesta: distancia = 45.337 km con 22 empalmes.

39. Describa el concepto *multicanalización por longitud de onda*.
40. Indique dos tipos de filtros ópticos.

ÍNDICE

<i>Simbología y abreviaturas</i>	9
<i>Prólogo</i>	17
Capítulo I. Líneas de transmisión	19
I.1. Introducción	19
I.2. La línea ranurada	19
I.3. La ecuación de onda de la línea de transmisión y su solución	21
I.4. Las constantes de propagación, de atenuación y de fase	23
I.5. Impedancia característica	24
I.6. La línea de transmisión sin pérdidas	25
I.7. Patrón de onda estacionaria	26
I.8. El coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria (ROE)	27
I.9. Transformadores de impedancia	30
I.10. Consideraciones para el diseño de líneas coaxiales y bifilares	34
I.11. La carta de Smith y sus aplicaciones	35
I.12. El medidor de relación de onda estacionaria (ROE)	50
Capítulo II. Antenas	53
II.1. Introducción a las antenas	53
II.2. La línea de transmisión como antena	55
II.3. Características de las antenas	56
II.4. La antena Hertz y la antena Marconi	61
II.5. Antenas transmisoras	61
II.6. Antenas receptoras	67
II.7. Diseño de antenas	69
II.8. Arreglo de antenas	73
II.9. La antena parabólica	75
II.10. Las zonas de Fresnel	76
Capítulo III. Guías de onda	79
III.1. Introducción a las guías de onda	79
III.2. Solución de las ecuaciones de Maxwell en una guía de onda	80
III.3. Modo transversal eléctrico (TE)	85
III.4. Modo transversal magnético (TM)	92
III.5. Modo transversal electromagnético (TEM)	97

Índice

III.6. Acopladores direccionales	97
III.7. Cavidades resonantes	102
III.8. Radiadores tipo corneta	104
<i>Capítulo IV. Fibras ópticas</i>	109
IV.1. Introducción	109
IV.2. Fabricación de las fibras ópticas	118
IV.3. Constitución de las fibras ópticas	121
IV.4. Características de las fibras ópticas	125
IV.5. Empalmes y conectores	127
IV.6. Dispositivos empleados en la transmisión y recepción de señales por fibra óptica . . .	129
IV.7. Sistemas de comunicación con fibra óptica	132
IV.8. Multicanalización por longitud de onda	136
IV.9. Circuitos integrados optoelectrónicos (CIOE) que se emplean en la comunicación por fibra óptica	138
<i>Apéndice</i>	141
<i>Problemario</i>	143

Introducción a los medios de transmisión
se terminó de imprimir en septiembre de 1998
en los talleres de Editorial Ducere,
S.A. de C.V., Rosa Esmeralda 3 bis,
col. Molino de Rosas, 01470 México, D.F.
El tiro consta de 1 000 ejemplares más sobrantes
para reposición.
La composición tipográfica, la formación y el cuidado
editorial estuvieron a cargo de Sans Serif Editores,
S.A. de C.V., telfax 674 60 91.

Formato de Papeleta de Vencimiento

*El usuario se obliga a devolver este libro en la fecha
señalada en el sello mas reciente*

Código de barras.

2893484

FECHA DE DEVOLUCION

[illegible]

- Ordenar las fechas de vencimiento de manera vertical.
- Cancelar con el sello de "DEVUELTO" la fecha de vencimiento a la entrega del libro



2893484

UAM
TK5101
P4.754

2893484
Pérez Martínez, Federico
Introducción a los medios

Otros títulos en esta colección

- Patrick Staelens, *El trabajo de los menores*
Luis Rodríguez, *El diseño preindustrial*
José Dolores Juárez Cervantes, *Sistemas de distribución de energía eléctrica*
Rafael Quintero, *Electrónica física*
Adalberto Cantú Chapa, *Análisis de diseño con diodos y transistores*
Mariem Henaine-Abed, *Planeación y control de la producción*
José Vega Luna y Gerardo Salgado Guzmán, *Prácticas de laboratorio de sistemas digitales*
Ana Lilia Laureano, *Programación orientada a objetos: un enfoque con tipos abstractos*
Juan González Márquez, *Introducción al derecho bancario mexicano*
Violeta Múgica y José de Jesús Figueroa, *Contaminación ambiental, causas y control*
Fernando Toledo Toledo, *Métodos computacionales para el análisis de sistemas de potencia*
Raymundo López Callejas, Juan Ramón Morales Gómez, Mabel Vaca Mier, Araceli Lara Valdivia y David Sandoval Cardoso, *Problemario de mecánica de fluidos*
Tomás David Navarrete González y José Ángel Rocha Martínez, *Colección de problemas resueltos para el curso de energías mecánica y eléctrica*
Rafael López Bracho, María Paula Ortuño Sánchez, Felipe Carrillo Romero y María Teresa Rodríguez Martínez, *Paquete computacional, "Optimización en redes (versión 2.0) para Windows*
Vicente Yuri Plata Garnica, *Principios de microelectrónica*



En esta obra se encuentran plasmados los conceptos básicos sobre líneas de transmisión, antenas y guías de onda, y se empleó el lenguaje adecuado para una mayor comprensión de estos temas. Se incluye además el apasionante tema de fibras ópticas, es decir, el medio de transmisión de mayores repercusiones en la actualidad.

La obra está dirigida en particular a los estudiantes de ingeniería de cualquier institución de enseñanza superior, pero también resultará de gran utilidad a todos aquellos profesionales del campo de las comunicaciones eléctricas que buscan actualizar sus conocimientos en torno a los diferentes medios de transmisión.